

Schaltungssammlung für den Amateur

Dritte Lieferung · 1. Auflage



Militärverlag
der
Deutschen Demokratischen
Republik

Mobile Sammlung
von Grundsaltungen
und Varianten

Herausgegeben von
Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
und Dipl.-Journ.,
Ing. Wolfgang Stammer

Redaktionsschluß: 31. August 1981

Autoren

Blatt 2-1 bis 2-3 *In Felicitas Leuthold*
Blatt 2-4 *Ing Karl-Heinz Bläsing*
Blatt 3-1 bis 3-2, 7-6 bis 7-10 *Dipl.-Phys. Lothar Knapschinsky*
Blatt 3-3 *Reinhard Kind*
Blatt 3-4 bis 3-6 *Ing Harro Kühne*
Blatt 4-1 bis 4-10 *Ing Georg Engel*
Blatt 4-11 bis 4-16 *Ing Hans-Jochen Schulze*
Blatt 5-1 bis 5-3 *Dipl.-Ing Peter Ekne*
Blatt 5-4 bis 5-6 *Ing. Felicitas Leuthold*
Blatt 6-1 bis 6-15 *Dipl.-Ing. Günter Warne, HS-Ing. Bernd Graffunder*
Blatt 7-1 bis 7-7 *Ing. Karl-Heinz Bläsing*
Blatt 8-1 bis 8-5 *Dr.-Ing Jan Gerhard Smit*
Blatt 8-6 bis 8-7 *Bernhardt Drewitz*
Blatt 8-8 bis 8-9 *Dipl.-Ing. Joachim Kullmann*
Blatt 8-10 *Dipl.-Ing Karl Goernemann*
Blatt 8-11 bis 8-13 *Ing Winfried Müller*
Blatt 8-14 bis 8-19 *Ing. Günter Pilz*
Blatt 9-1 bis 9-2 *Ing. Hans-Uwe Fortier*
Blatt 10-1 bis 10-7 *Dr. Günter Miel*
Blatt 11-1 bis 11-8 *Rolf Kruse*
Blatt 11-9 bis 11-10 *Ing. Rolf Anders*
Blatt 11-11 bis 11-13 *Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel*
Die praktische Tabelle *Obering. Karl-Heinz Schubert*

013 579

1. Auflage

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1982

Lizenz-Nr 5 - LSV: 3539

Zeichnungen: Manfred Schulz, Ingeborg Haendschke

Typografie: Helmut Hermann

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb

Leipzig – III/18/97

Bestellnummer: 746 373 1

DDR 16.00 M



Vorwort

Kapitel 1 – Einleitung

Vorwort 1-2

Kapitel 2 – Stromversorgung

Integrierte Festspannungsregler (Blatt 1) 2-1
Integrierte Festspannungsregler (Blatt 2) 2-2
Integrierte Festspannungsregler (Blatt 3) 2-3
Die praktische Tabelle
Kennzeichnung von Magnetbändern
Magnetbandlaufzeiten
Bandlängen je Spulendurchmesser
Kennzeichnung der Vorspannbänder
Kennzeichnung von Abtastsystemen
Abkürzungen zur Magnetspeichertechnik
Magnetbandkassetten
Spannungstransverter für kleine Ausgangsleistungen 2-4

Kapitel 3 – Verstärker

Niederfrequenzverstärker für 60 W Ausgangsleistung (Blatt 1) 3-1
Niederfrequenzverstärker für 60 W Ausgangsleistung (Blatt 2) 3-2
Wechselsprechanlage mit A 211 D 3-3
Anwendungsbeispiele mit den Operationsverstärkern MAA 741 und MAA 748 (Blatt 1) 3-4
Anwendungsbeispiele mit den Operationsverstärkern MAA 741 und MAA 748 (Blatt 2) 3-5
Anwendungsbeispiele mit den Operationsverstärkern MAA 741 und MAA 748 (Blatt 3) 3-6

Kapitel 4 – Musikelektronik und Effektschaltungen

Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 1) 4-1
Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 2) 4-2
Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 3) 4-3
Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 4) 4-4
Transportable musikelektronische Anlagen aus der DDR-Produktion (Blatt 1) 4-5
Transportable musikelektronische Anlagen aus der DDR-Produktion (Blatt 2) 4-6
Transportable musikelektronische Anlagen aus der DDR-Produktion (Blatt 3) 4-7
Transportable musikelektronische Anlagen aus der DDR-Produktion (Blatt 4) 4-8
Transportable musikelektronische Anlagen aus der DDR-Produktion (Blatt 5) 4-9
Transportable musikelektronische Anlagen aus der DDR-Produktion (Blatt 6) 4-10
Musiksynthesizer-Schaltungen mit A 109 (Blatt 1) 4-11
Musiksynthesizer-Schaltungen mit A 109 (Blatt 2) 4-12
Musiksynthesizer-Schaltungen mit A 109 (Blatt 3) 4-13
Musiksynthesizer-Schaltungen mit A 109 (Blatt 4) 4-14
Musiksynthesizer-Schaltungen mit A 109 (Blatt 5) 4-15
Musiksynthesizer-Schaltungen mit A 109 (Blatt 6) 4-16
Die praktische Tabelle
Schallplatten-Daten
Abtastnadel-Kennzeichnung
Daten zum Magnetband
Magnetkopf-Typenbezeichnung

Kapitel 5 – Allgemeine Digitaltechnik

Schaltungsvorschläge für Digitaluhren in MOS-Hochvolttechnik (Blatt 1) 5-1
Schaltungsvorschläge für Digitaluhren in MOS-Hochvolttechnik (Blatt 2) 5-2
Schaltungsvorschläge für Digitaluhren in MOS-Hochvolttechnik (Blatt 3) 5-3
Die praktische Tabelle
TGL-Normen in der Magnetspeichertechnik
Einchip-Digitaluhren (Blatt 1) 5-4
Einchip-Digitaluhren (Blatt 2) 5-5
Einchip-Digitaluhren (Blatt 3) 5-6
Die praktische Tabelle
Austausch von Schallplatten-Abtastsystemen
Tips zum Einsatz von Magnetbändern und Magnetbandkassetten

Kapitel 6 – Mikroprozessortechnik

Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 1) 6-1
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 2) 6-2
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 3) 6-3
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 4) 6-4
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 5) 6-5
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 6) 6-6
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 7) 6-7
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 8) 6-8
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 9) 6-9
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 10) 6-10
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 11) 6-11
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 12) 6-12
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 13) 6-13
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 14) 6-14
Moderne Mikroelektronik – Mikroprozessortechnik (Blatt 15) 6-15

Kapitel 7 – Meßtechnik

Erweiterungen am Amateuroszillografen (Blatt 1) 7-1
Erweiterungen am Amateuroszillografen (Blatt 2) 7-2
Erweiterungen am Amateuroszillografen (Blatt 3) 7-3
Erweiterungen am Amateuroszillografen (Blatt 4) 7-4
Erweiterungen am Amateuroszillografen (Blatt 5) 7-5
Digitales Multimeter (Blatt 1) 7-6
Digitales Multimeter (Blatt 2) 7-7
Digitales Multimeter (Blatt 3) 7-8
Digitales Multimeter (Blatt 4) 7-9
Digitales Multimeter (Blatt 5) 7-10

Kapitel 8 – Allgemeine Elektronik

Kfz-Elektronik (Blatt 1) 8-1
Kfz-Elektronik (Blatt 2) 8-2

Kfz-Elektronik (Blatt 3)	8-3
Kfz-Elektronik (Blatt 4)	8-4
Kfz-Elektronik (Blatt 5)	8-5
Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge (Blatt 1)	8-6
Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge (Blatt 2)	8-7
Elektronische Diaprojektorsteuerung (Blatt 1)	8-8
Elektronische Diaprojektorsteuerung (Blatt 2)	8-9
Lichtband-Temperatur-Fernanzeige	8-10
Elektronik im Fotolabor (Blatt 1)	8-11
Elektronik im Fotolabor (Blatt 2)	8-12
Elektronik im Fotolabor (Blatt 3)	8-13
Anwendungsbeispiele für Thyristoren (Blatt 1)	8-14
Anwendungsbeispiele für Thyristoren (Blatt 2)	8-15
Anwendungsbeispiele für Thyristoren (Blatt 3)	8-16
Anwendungsbeispiele für Thyristoren (Blatt 4)	8-17
Anwendungsbeispiele für Triacs (Blatt 1)	8-18
Anwendungsbeispiele für Triacs (Blatt 2)	8-19

Kapitel 9 – Generatoren und Sender

10-GHz-Technik – Probleme und Möglichkeiten (Blatt 1)	9-1
10-GHz-Technik – Probleme und Möglichkeiten (Blatt 2)	9-2

Kapitel 10 – Modellfernsteuerung

Grundlagen und Entwicklungstendenzen der Modellfernsteuerung (Blatt 1)	10-1
Grundlagen und Entwicklungstendenzen der Modellfernsteuerung (Blatt 2)	10-2
Beispiele moderner Fernsteueranlagen (Blatt 1)	10-3
Beispiele moderner Fernsteueranlagen (Blatt 2)	10-4
Beispiele moderner Fernsteueranlagen (Blatt 3)	10-5
Beispiele moderner Fernsteueranlagen (Blatt 4)	10-6
Beispiele moderner Fernsteueranlagen (Blatt 5)	10-7

Kapitel 11 – Empfänger

Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 1)	11-1
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 2)	11-2
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 3)	11-3
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 4)	11-4
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 5)	11-5
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 6)	11-6
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 7)	11-7
Baugruppen eines modernen Farbfernsehempfängers (Blatt 8)	11-8
Schaltnetzteil moderner Color-Fernsehgeräte aus der DDR-Produktion (Blatt 1)	11-9
Schaltnetzteil moderner Color-Fernsehgeräte aus der DDR-Produktion (Blatt 2)	11-10
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 1)	11-11
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 2)	11-12
Baugruppen moderner Rundfunkempfänger (Blatt 3)	11-13

Die vorliegende 3. Lieferung der »Schaltungssammlung für den Amateur« entspricht in Anliegen und Gestaltung weitgehend ihren Vorgängern von 1967 und 1979. Der zeitliche Abstand zur 2. Lieferung verkürzte sich wesentlich gegenüber der 2. zur 1. Das ist nicht zuletzt Ausdruck der hohen Geschwindigkeit, mit der sich gerade die Elektronik und besonders ihre derzeit modernste Form, die Mikroelektronik, entwickelt. Thematisch konnte von der 2. Lieferung ausgegangen werden. Die schon damals vielfach nicht mehr mögliche Begrenzung eines Themas auf jeweils ein Blatt brachte wiederum die Konsequenz, größere Themen auf mehrere Blätter zu verteilen. Gründe dafür waren das teilweise recht umfangreiche Bildmaterial auf der einen und das Bestreben nach weitgehender Ausnutzung der verfügbaren Fläche, gequantelt durch die Blattstruktur der Sammlung, auf der anderen Seite. Es sei aus gegebenem Anlaß auch nochmals darauf hingewiesen, daß die Bezifferung in jeder neuen Lieferung dieser Schaltungssammlung wieder von vorn beginnt. Die Herausgeber wären überfordert, sollten sie bei jedem Thema (sofern das im Inhalt überhaupt möglich wäre) entscheiden, ob es einem Austausch- oder einem Folgeblatt zur vorangegangenen Lieferung entspricht. Ein weiterer naheliegender Grund ist die Dynamik der Gebiete und Themen. So war es besonders bei der Mikroprozessortechnik nicht möglich, sowohl aus Umfangs- wie auch aus Anschlußgründen, bereits die jüngsten Ergebnisse zu verarbeiten. Die Autoren dieses Abschnitts fanden dafür die aus Amateursicht doch wohl vorteilhaftere Lösung, die in der 2. Lieferung begonnenen Informationen nun durch praktisch realisierbare Beispiele zu untermauern. Wenn dabei nicht der »allerletzte« Stand erfaßt wird, so ergibt sich das u. a. aus der Frage der Greifbarkeit des nötigen Materials gerade für Amateure bzw. – der Umfang dieser Technik legt die kollektive Arbeit nahe – für Arbeitsgemeinschaften. Sicherlich ist Mikroprozessortechnik unter heutigen Bedingungen nicht gerade eine Sache für den Anfänger. Dennoch hoffen Autoren und Herausgeber, von diesem für viele Belange heute so wichtigen Thema einige praxisnahe, realisierbare Aspekte abgeleitet zu haben.

Auf der anderen Seite soll nicht verschwiegen werden, daß in einigen Beiträgen auch mikroelektronische Bauelemente Erwähnung fanden, die noch nicht zum Produktionsassortiment der DDR oder auch des RGW gehören. Sie runden im allgemeinen Informationen zum jeweiligen Gebiet ab. Außerdem ist gerade auf dieser Ebene auch für den Amateur noch manche (positive) Überraschung möglich. Der verhältnismäßig kurze Zeitraum zwischen Themenstellung und Manuskriptabgabe brachte (neben dem positiven Gesichtspunkt ausreichender Aktualität) allerdings auch einige Erschwernisse bei der Abstimmung und Bearbeitung. Die Autoren des Kollektivs dieser Sammlung leben in allen Teilen unseres Landes. Sie alle stehen voll in ihren von Elektronik geprägten Berufen. Ihre vielfältigen Erfahrungen drücken sich in den Beiträgen ebenso aus wie die Ergebnisse mancher Freizeitstunde. Nicht jede Stromlaufplanskizze entsprach den neuesten Standards. Die Grafiker, denen in Zusammenarbeit mit den Herausgebern die Vereinheitlichung oblag, standen daher bisweilen vor schwierigen Fragen. Im Ergebnis dieser Umstände (und mit Rücksicht auf anderenfalls zu hohe Fehlererwartung) konnte daher in dieser Lieferung der neue Standard für die Bezeichnung elektronischer Bauelemente in Stromlaufplänen noch nicht voll durchgesetzt werden. Wir hoffen, daß dieses Problem (bei entsprechendem Entgegenkommen aller Beteiligten) zur 4. Lieferung keiner Erwähnung mehr bedarf.

Nicht in jedem Falle wurden uns auch – trotz entsprechender Zusagen – die geplanten Manuskripte zur Verfügung gestellt. Dafür mögen im einzelnen viele Gründe vorliegen. Sehr zu bedauern ist jedenfalls, daß der uns für den Amateur äußerst wertvoll erscheinende Beitrag über Zusatzgeräte zum EO 211, für den uns als Ergänzung von autorisierter Seite eine qualifizierte Beschreibung des Grundgeräts zugesagt worden war, nun doch allein erscheinen muß.

Zusammenfassend betrachtet: Autoren und Herausgeber hoffen, mit dieser 3. Lieferung sowohl den Stammlesern als auch allen neuen Interessenten (denen wir leider keine Vorläuferexemplare mehr zur Verfügung stellen können) wiederum eine Arbeitsgrundlage für manches Vorhaben im gesellschaftlichen oder im privaten Bereich gegeben zu haben. Die viele Beiträge ergänzenden Leiterplatten sind dabei sicherlich wertvolle Unterstützung.



1. Einleitung

Festspannungsregler stellen vielfach eine vorteilhafte Alternative zur üblichen Kombination eines einstellbaren Schaltkreises für die Spannungstabilisierung (z. B. MAA 723) mit einem davon gesteuerten Leistungstransistor dar. Zu den Vorteilen integrierter Festspannungsregler zählen:

- Alle Teile der Regelschaltung sind in einem (meist nur dreipoligen) Gehäuse vereint. Dadurch ergeben sich die nachstehenden Vorzüge:
- vereinfachte Montage;
- gute thermische Eigenschaften;
- Festspannungsregler enthalten im allgemeinen Schutzmaßnahmen gegen Überstrom, sekundären Durchbruch und Übertemperatur (Bild 1).

Zu den Eigenschaften der derzeit verfügbaren Typen, die ihren Einsatz für manche Anwendungen erschweren bzw. nicht erlauben, zählen:

- Die intern eingestellte Festspannung ist toleranzbehaftet (z. B. $5\text{ V} \pm 5\%$) und kann durch äußere Eingriffe gegebenenfalls nur mit Kompromissen (Energiebedarf, Regelverhalten) in ihrem Wert verändert (bei den vorliegenden Typen jedoch nur erhöht) werden
- Die internen Schutzmaßnahmen gegen Überlast (Überstrom, zu hohe Temperatur) können von außen nicht direkt beeinflusst werden (z. B. Überstromabschaltung).
- Festspannungsregler sind empfindlich gegen Eingangskurzschlüsse, wenn am Ausgang größere Kapazitäten angeschlossen werden. Es sind Schutzmaßnahmen dagegen erforderlich.

Jedoch gibt es auch speziell für äußere Eingriffe entwickelte Typen, die zunehmend verfügbar werden und z. B. den Bau einstellbarer Konstantspannungs-Laborgeräte gestatten (etwa den Vergleichstyp LM 317 u. ä.). Im folgenden werden zunächst einige Erfahrungen mitgeteilt, die an der von TESLA (ČSSR) gelieferten Reihe MA 78 XY gewonnen wurden (XY steht für positive Festspannungen zwischen 5 und 24 V) [1]. Abschließend wird ein Beispiel zum internationalen Stand gegeben.

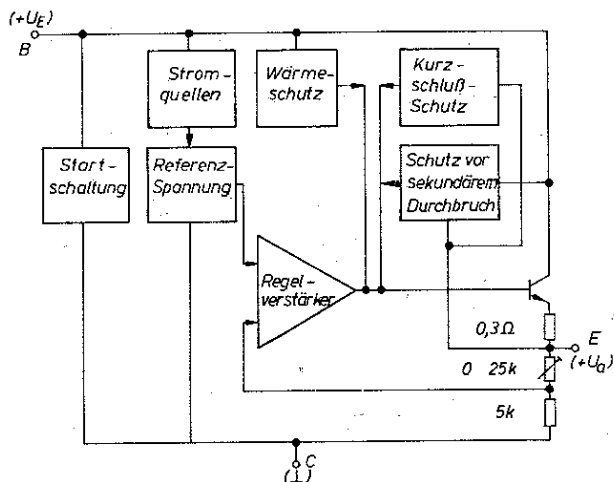


Bild 1 Übersichtsdarstellung der Innenschaltung eines Festspannungsreglers

2. Erfahrungen mit Festspannungsreglern aus dem RGW

Die Typen MA 7805 bis MA 7824 von TESLA sind bereits seit einigen Jahren im Fertigungsprogramm. Sie wurden vorrangig – die Bezeichnung Festspannungsregler drückt es aus – für die

Bereitstellung stabilisierter Gleichspannungen bei Strömen bis etwa 1 A entwickelt. Höhere Ausgangsströme erfordern externe Bauelemente, deren Anzahl bei Berücksichtigung aller Wunschfunktionen bald den Einsatz einer einstellbaren stabilisierten »Steuerquelle« etwa vom Typ MAA 723 nahelegt. Die grundsätzlich gegebene Möglichkeit, mit einem solchen Regler auch eine andere stabile Ausgangsspannung zu erzeugen (es ist dabei nur $U > U_{\text{nenn}}$ möglich), wird mit Zusatzstrombedarf und nicht unbedingt idealen Eigenschaften erkauft. Insofern sind diese Festspannungsregler für viele Einsatzfälle ein Kompromiß. Ihre werkseitig eingestellte Ausgangsspannung toleriert um einige Prozent (Tabelle 1). Hinzu kommen eingangsspannungs- und

Tabelle 1 Ausgangsspannungsbereich in Volt von Festspannungsreglern der Serie MA 78 XY bei 500 mA Ausgangsstrom [1]

Typ	$U_{A \text{ min}}$	$U_{A \text{ nenn}}$	$U_{A \text{ max}}$	bei U_E
MA 7805	4,8	5,0	5,2	10
MA 7812	11,5	12,0	12,5	19
MA 7815	14,5	15,0	15,6	23
MA 7824	23,0	24,0	25,0	33

ausgangslastabhängige Toleranzen, die über den mit einem MAA 723 erreichbaren liegen. Damit erfordern Schaltungen z. B. in elektronischen Meßgeräten oft doch noch eine aus dieser stabilisierten Spannung gewonnene, auf den Sollwert einstellbare »Folgespannung«, die nur entsprechend niedriger liegen kann und einen eigenen (kleineren) Stabilisator braucht. Insofern eignen sich »Leistungs«-Festspannungsregler gut für die zentrale Vorstabilisierung. Tabelle 2 gibt eine vollständige Datenübersicht, erarbeitet nach Herstellerangaben.

Tabelle 2 Kenndaten der Reihe 78 XY (überarbeitet nach [6])

Tabellenschlüssel:	
Zeile Nr.	Kenngröße
1	Ausgangsspannung bei 25 °C
2	für $I_2 = 0,5\text{ A}$ und $U_1 =$
3	Ausgangsspannung bei $P \leq 15\text{ W}$
4	für Eingangsspannungen von
5	Ruhestrom typ. (max.) bei 25 °C
6	Ruhestromänderung
7	für Eingangsspannungen von
8	Ruhestromänderung (I_2 zwischen 5 mA und 1 A)
9	Ausgangsspannungsänderung typ. (max.) bei 25 °C
10	für Eingangsspannungen von
11	Ausgangsspannungsänderung typ. (max.) bei 25 °C
12	für Eingangsspannungen von
13	Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung bei 25 °C
14	bei I_2 zwischen 250 mA und 750 mA: typ. (max.)
15	bei I_2 zwischen 5 mA und 1 A: typ. (max.)
16	mittlerer TK der Ausgangsspannung
17	($I_2 = 5\text{ mA}$, θ zwischen 0 und 125 °C)
18	Langzeitinstabilität der Ausgangsspannung
19	Brummunterdrückung bei 100 Hz, typ. (min.)
20	im Bereich von
21	Mindestspannung zwischen Ein- und Ausgang
22	bei $I_2 = 1\text{ A}$ und $\theta_1 = 25\text{ °C}$
23	Ausgangsstrom bei Kurzschluß ($\theta_1 = 25\text{ °C}$)
24	Ausgangsspitzenstrom
25	Ausgangswiderstand für 1 kHz, typ.
26	Ausgangsrauschspannung, typ. ($\theta_a = 25\text{ °C}$, 10 Hz . 100 kHz)

Tabelle 2 (Fortsetzung)

Zeile Nr	MA 7805	MA 7812	MA 7815	MA 7824
1	4,8 .. 5,2 V	11,5 .. 12,5 V	14,4 .. 15,6 V	23 .. 25 V
2	10 V	19 V	23 V	33 V
3	4,75 .. 5,25 V	11,4 .. 12,6 V	14,25 .. 15,75 V	22,8 .. 25,2 V
4	7 .. 20 V	14,5 .. 27 V	17,5 .. 30 V	27,5 .. 38 V
5	4,2 (8) mA	4,3 (8) mA	4,4 (8) mA	4,6 (8) mA
6	<1,3 mA	<1 mA	<1 mA	<1 mA
7	7 .. 25 V	14,5 .. 30 V	17,5 .. 30 V	27 .. 38 V
8	<0,5 mA	<0,5 mA	<0,5 mA	<0,5 mA
9	1 (<50) mV	3 (<120) mV	3 (<150) mV	6 (<240) mV
10	8 .. 12 V	16 .. 22 V	20 .. 26 V	30 .. 36 V
11	3 (<100) mV	10 (<240) mV	11 (<300) mV	18 (<480) mV
12	7 .. 25 V	14,5 .. 30 V	17,5 .. 30 V	27 .. 38 V
13				
14	5 (<50) mV	4 (<120) mV	4 (<75) mV	4 (<240) mV
15	15 (<100) mV	12 (<240) mV	12 (<150) mV	12 (<480) mV
16	-1,1 mV/K	-1 mV/K	-1 mV/K	-1,5 mV/K
17				
18	<20 mV	<48 mV	<60 mV	<96 mV
19	78 (62) dB	71 (55) dB	70 (54) dB	66 (50) dB
20	8 .. 18 V	15 .. 25 V	18,5 .. 28,5 V	28 .. 38 V
21	2 V	2 V	2 V	2 V
22				
23	750 mA	350 mA	230 mA	150 mA
24	2,2 A	2,2 A	2,1 A	2,1 A
25	17 mΩ	18 mΩ	19 mΩ	28 mΩ
26	4 μV	75 μV	90 μV	170 μV

Die über dem Schaltkreis für 1 A Laststrom erforderliche Mindestspannung von 2 V (wobei die nach unten durchgreifenden Spitzen der Brummspannung am Ladekondensator selbstverständlich zu berücksichtigen sind) kann unter den gegebenen Verhältnissen der Innenschaltung (Darlington aus 2 npn-Transistoren) noch als annehmbar gelten. Selbst bei getrennter Herausführung des Kollektors von T16 (vgl. Bild 63 in [3]) wäre sicherlich nicht mehr als 1 V, also 1 W, zu gewinnen – bei Notwendigkeit eines Spezialgehäuses. Während die Regler als »Dreipole« in thermisch günstigen T03-Gehäusen untergebracht werden konnten (Bild 2).

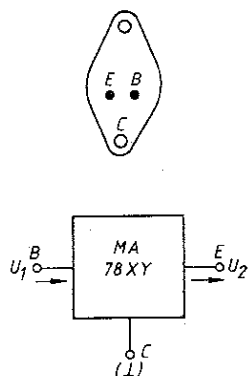


Bild 2 Festspannungsregler der Serie MA 78XY – Anschlussbelegung und Darstellungsweise

Äußerst vorteilhaft sind einige Eigenschaften, die durch Integration möglich wurden und teilweise auch z. B. viele integrierte NF-Verstärker kennzeichnen. Das sind im wesentlichen die 3 Schutzschaltungen gegen

- Überstrom;
- Überspannung (korrekt: sekundären Durchbruch);
- zu hohe Verlustleistung (Wärmeschutz).

Die Mechanismen dieser Schutzschaltungen wurden z. B. in [2] erläutert. Ihre praktische Auswirkung hängt von den Betriebsbedingungen und darunter auch vom Netztransformator ab. Dazu weiter unten mehr.

2.1. Eigenarten der Serie 78XY

(Die Serie 78XY ist international gebräuchlich; die Vor-Buchstaben MA deuten also nur auf die TESLA-Ausführung hin.) Die hohe interne Verstärkung und die relativ »komplexe« Innenschaltung dieser Festspannungsregler bringen einige Einsatzprobleme. In der Literatur wird darum vor allem auf die unmittelbar an Ein- und Ausgang gegen das an Masse liegende Gehäuse notwendige Kondensatorbeschaltung hingewiesen. Ausreichend für die untersuchten Einsatzfälle waren je ein MKL-Kondensator von 1 μF an B und an E gegen C. Bei den Einsatzuntersuchungen traten Schwingerscheinungen vor allem im Überlastbereich auf. Dabei hatte die Frage, ob die beiden Kondensatoren (vor allem der ausgangsseitige) vorhanden waren, teilweise Einfluß darauf, daß die Ausgangsspannung nach entsprechender Entlastung wieder den Nennwert erreichte. Nach vorliegenden Erfahrungen dürfte diese C-Beschaltung eine im Aufwand vertretbare und in der Auswirkung notwendige Maßnahme darstellen. Entsprechend ernst zu nehmen sind auch die Angaben in der Literatur bezüglich der Zulässigkeit von Ausgangs-Elektrolytkondensatoren. Daß sie angesichts des Regelverhaltens für die Ausgangswelligkeit keine Bedeutung haben, ist einzusehen. In einer Stromversorgungseinheit für sich allein auf einen Ausgangs-Elektrolytkondensator völlig verzichten zu können ist vorteilhaft. In den zu versorgenden Schaltungsteilen befinden sich jedoch aus den unterschiedlichsten Gründen Elektrolytkondensatoren teilweise erheblicher Gesamtwerte, z. B. in TTL-Schaltungen als Stützkondensatoren. Aus der Literatur geht als eine Begründung gegen solche Kondensatoren folgendes hervor: Wenn der Ausgangskondensator geladen ist und die Betriebsspannung wird abgeschaltet, dann kann der Regler einige Zeit invers belastet werden. Dem ist er nicht gewachsen. Als Schutzmaßnahme gegen solche Fälle wird eine Diode zwischen E und B (Katode an B) vorgeschlagen. Diese Maßnahme hat sich selbst mit 2200 μF Ausgangs-C als brauchbarer Schutz erwiesen, sogar bei künstlich erzeugten Eingangskurzschlüssen. Als dennoch ein 12-V-Stabilisator ausfiel, konnte als mittelbare Ursache eine defekte Schutzdiode ermittelt werden. Daraus ist zu folgern: Sofern es die übrige Schaltung gestattet, sollten Elektrolytkondensatoren am Festspannungsregler-Ausgang zwar vermieden werden. Wo immer jedoch die Möglichkeit besteht, daß der Ausgang mit einer solchen kapazitiven Last beaufschlagt werden kann (z. B. bei Einsatz als universelle Festspannungsquelle),

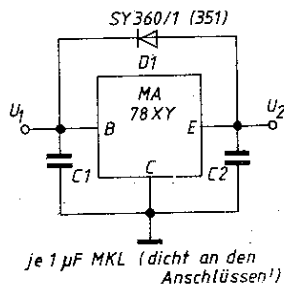


Bild 3
Empfohlene Außenbeschaltung

sollte auf diese Schutzdiode nicht verzichtet werden. Im normalen Strom- und Spannungsbereich dieser Regler und den für 1 A nötigen Kapazitäten kann dafür eine SY 360/1 eingesetzt werden. Noch höhere Sicherheit bei Impulsbelastungen im Sinne eines Eingangskurzschlusses bietet die neue SY 351. Somit empfehlen sich für Festspannungsregler der Reihe MA 78 XY bei universellem Einsatz 3 externe Bauelemente: $2 \times 1\text{-}\mu\text{F-MKL}$ und $1 \times \text{SY } 360/1$ oder SY 351 (Bild 3).

2.2. Erfahrungen mit den Schutzschaltungen der MA 78 XY

Nicht immer steht für einen gerade vorliegenden Einsatzfall ein optimal dimensionierter Netztransformator zur Verfügung. So wurde bei den Untersuchungen ein LL-48-Transformator nach dem Streutransformatorprinzip getestet (Netzspannungswicklung zwecks leichter Realisierung der Schutzklasse 2 auf dem einen, Sekundärspannungswicklung auf dem anderen Schenkel, Bauart Klingeltransformator). Dieses Prinzip führt zu hohen Leerlaufspannungen und einem weichen Verhalten. Bei entsprechend eingestellter Eingangsspannung konnten so einerseits leicht 35 V (das ist der Grenzwert für die Typen bis 7815) und andererseits bei 2,2 A Last (dort begrenzt der Regler intern) weniger als U_{\min} für den Eingang erreicht werden. Unter solchen »worst-case«-Bedingungen zeigte sich an einigen Tastexemplaren eindrucksvoll die Wirksamkeit der jeweils gerade zutreffenden Schutzschaltung: Wird die Eingangsspannung unbelastet z. B. auf 25 V eingestellt und an den Regler angelegt, während der Ausgang des benutzten 12-V-Reglers schon kurzgeschlossen ist, stellen sich beim Einschalten im Beispiel etwa 7,7 V ein (Wert hängt vom Innenwiderstand des Transformators ab), und der Ausgangsstrom wird von der Strombegrenzung des Reglers auf 2,2 A festgehalten. Wird dieser Zustand einige Sekunden beibehalten, so setzt die thermische Schutzschaltung ein. Der aufgenommene Strom geht auf 0,45 A zurück, und die Eingangsspannung steigt auf 19 V (Streutransformator). Legt man dagegen zuerst die Spannung an und erzeugt dann einen Kurzschluß, so geht der Strom bereits auf diesen Wert zurück. Umgekehrt läßt sich feststellen: Langsames Erhöhen der Last bringt schließlich Ausgangsstrombegrenzung auf einen Strom von 2,2 A, der plötzlich auf weniger als 0,5 A »zurückfaltet«, sobald die Bedingung für die thermische Sicherung erreicht ist.

Die Wirksamkeit der »Überspannungsbegrenzung« zeigte ein Überspannungstest. Obwohl die eingestellten Eingangsspannungen die laut Datenblatt zulässigen dabei überstiegen, blieb der Schaltkreis voll funktionsfähig. Bei einer Belastung mit 100 mA brach die Ausgangsspannung bei 40 V Eingangsspannung auf etwa 0,7 V zusammen, und der Eingangsstrom ging auf 9 mA zurück (U_{ELeer} stieg auf 43,5 V). Bei 30 V sprang die Ausgangsspannung wieder auf 12,35 V; die Eingangsspannung stellte sich auf 28 V ein. Dieses Verhalten setzte allerdings einen Mindestausgangsstrom voraus. Bei 390 Ω Last statt der vorherigen 120 Ω z. B. ging die Ausgangsspannung erst bei 44 V Eingangsspannung auf etwa 2 V zurück. 120 mA stellen am Testexemplar den Richtwert für den Ausgangsstrom dar, bei dem mit etwa 40 V Eingangsspannung die Ausgangsspannung auf $< 1\text{ V}$ »rückge-

faltet« wurde. Die Rückkehrspannung lag bei 28 V. Dagegen waren 31,5 V bereits als Ansprech-Eingangsspannung bei 1 A Ausgangsstrom festzustellen, der darauf auf 6 mA bei 85 mV zurückging (U_{Ein} stieg danach auf 46 V). Die Rückkehrspannung lag wieder nur wenig über 28 V. Schon bei 7,5 V schaltete die untere Strombegrenzung dagegen nach diesen Tests von 2 A auf etwa 0,5 A, wobei die Eingangsspannung auf 17,7 V stieg. Bei 10,2 V erhöhte sich I wieder fast auf 2 A, wobei der Streutransformator die Eingangsspannung auf 5 V reduzierte. Diese »Wertesammlung« soll beim Gewöhnen an Verhaltensweisen dieser Festspannungsregler helfen.

2.3. Einstellen anderer Ausgangsspannungen

Mit einer Widerstandsbeschaltung nach Bild 4 (im Beispiel für einen MA 7815) läßt sich eine höhere als die reglereigene Ausgangsspannung einstellen. Dabei gilt $U'_a = U_a \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_o \cdot R2$ (korrigiert gegenüber [2], wo R1 und R2 im Druck vertauscht worden waren). Im Beispiel ergaben sich rechnerisch 20,65 V, gemessen 20,68 V. Von Nachteil erschien zunächst die in [2] enthaltene Forderung nach relativ niederohmigen Teilerwiderständen und der damit verbundene hohe Ruhestrom: 135 mA im Beispiel. Tests mit relativ hohen Werten im Vergleich zu niedrigen Teilerwiderständen ergaben jedoch, daß selbst Werte bis in den unteren Kilohmbereich durchaus noch vertretbare Ergebnisse liefern. Bild 5 und Bild 6 geben dazu einige Informationen. Allerdings wurden alle Kurven bei nahezu gleichbleibender Eingangsspannung (27 bis 28 V) aufgenommen. Bei den höheren Strömen zeigte sich der auch in der Grundschaltung mit zunehmender Erwärmung beobachtete Spannungsrückgang um einige zehn Millivolt.

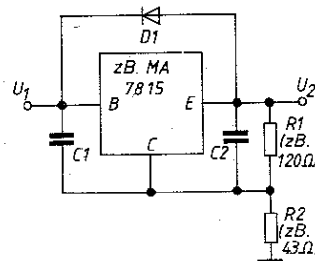


Bild 4 Grundbeschaltung eines MA 7815 für höhere Ausgangsspannung (etwa 20 V) in Anlehnung an [2]

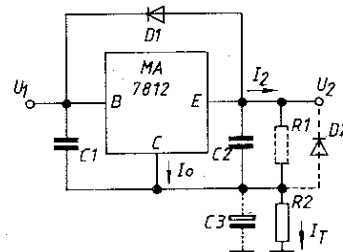


Bild 5 Beschaltung eines MA 7812 für höhere Ausgangsspannung. Ergebnisse s. Bild 6. Ohne C3 (und D2) liegt bei $I_2 \approx 400\text{ mA}$ $U_{\text{brss}} \approx 100\text{ mV}$, mit $C3 = 220/6,3$ wird $U_{\text{brss}} \approx 5\text{ mV}$. D2 schützt den Schaltkreis bei Ausgangskurzschluß gegen U_{C3} .

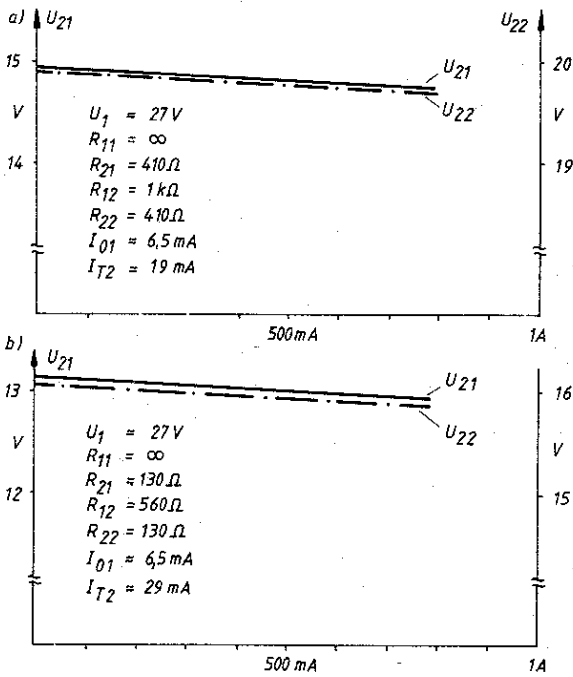


Bild 6 a - »hochohmige« Beschaltung zu Bild 5 (U_{21} - Mindestbeschaltung nur mit R_2)
 b - »niederohmige« Beschaltung zu Bild 5 (U_{21} - Mindestbeschaltung nur mit R_2)

Interessant für Einsatzfälle mit sparsamstem Bauelementeeinsatz ist die den jeweils oberen Kurven von Bild 6 zugrunde liegende Schaltung mit $R_1 = \infty$. Die Ausgangsspannung ergibt sich dann zu $U'_a \approx U_a \left(1 + \frac{R_2}{\infty}\right) + I_0 R_2$. Damit ist die Erhöhung nur noch eine Funktion von R_2 . Übrigens bleibt I_0 in einem weiten Lastbereich relativ konstant - anderenfalls wäre diese Schaltung sinnlos. Jedoch gilt $U'_a = f(U_1)$, da $I_0 = f(U_1)$! Wird im Sinne verbesserter Brummunterdrückung auch in diesem »Steuerkreis« ein Kondensator vorgesehen, so ist er wiederum durch eine Schutzdiode im skizzierten Sinne zu ergänzen (Bild 6).

Weitere Varianten für einstellbare Spannungen mit Festspannungsreglern sind z. B. in [3] enthalten. Bei nicht allzu hohen Forderungen an den Grundwert der stabilisierten Spannung im Vergleich zur Wunschspannung und bei Beachtung der z. B. in [2] und [3] zusammengefaßten Daten sind Festspannungsregler eine günstige Alternative zur Kombination $MAA 723$ mit Leistungstransistor. Sich deren spezifischen Eigenschaften (genaue Einstellbarkeit, sehr hohe Last- und Temperaturunabhängigkeit) nähern zu wollen bleibt stets ein Kompromiß. In Form der einstellbaren Ausgangsspannung mit einem oder zwei externen Widerständen eine Brücke zwischen den vorgegebenen Festwerten zu schlagen erweist sich bei Berücksichtigung der Last- und Temperaturabhängigkeit oftmals als brauchbare Alternative. Das trifft z. B. in Fällen zu, bei denen etwa mit einem $MA 7815$ mehrere kleinere Einheiten genau 15 V erfordern. Der $MA 7815$ kann dann auf z. B. 17 V eingestellt werden,

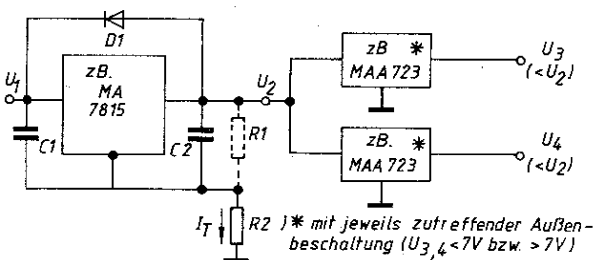


Bild 7 Bei zentraler Vorstabilisierung kann auf C_3 und damit auch auf D_2 verzichtet werden

und Schaltkreise vom Typ $MAA 723$ - gegebenenfalls mit externem Hilfstransistor - stabilisieren daraus bei kleinstem Eingangsspannungshub die gewünschte hochgenaue Spannung (Bild 7). Dadurch lassen sich diesen Spannungsstabilisatoren Ströme bis zur Grenze ihrer Daten entnehmen, ohne daß durch variable Eingangsspannung in ihnen eine unzulässig hohe Verlustleistung entsteht. Außerdem bilden solche dezentralen Stabilisatoren ohnehin stets bei hohen Konstanz- und Genauigkeitsforderungen eine von Zuleitungswiderständen unabhängige Lösung für Stromversorgungsprobleme besonders in der Meß- und Regeltechnik.

2.4 Schaltungserweiterung für große Ströme

Soll ein $MA 78 XY$ für größere Ausgangsströme eingesetzt werden, als seine Daten zulassen, kann ein Leistungstransistor »aufgestockt« werden. Bild 8 zeigt eine Schaltung, die in zwei Stufen wirkt. Zunächst (für kleinere Ausgangsströme) liefert der Festspannungsregler den Strom allein. Da sein Ausgangsstrom in etwa dem Eingangsstrom entspricht, kommt schließlich der Punkt, wo $I_1 \approx I_2$ die Basis-Emitter-Schwellschwellspannung des Zusatztransistors erreicht. Er wird nun ebenfalls leitend und liefert zusätzlich Strom »nach Bedarf«. Dieser Transistor kann jedoch durch die internen Schutzschaltungen nicht in jeder Hinsicht geschützt werden; denn es hängt von R_1 ab, ob der »rückgefaltete« Kurzschlußstrom den Transistor offenhält oder nicht, sowie von I und U_1 , wie stark er dabei thermisch belastet wird.

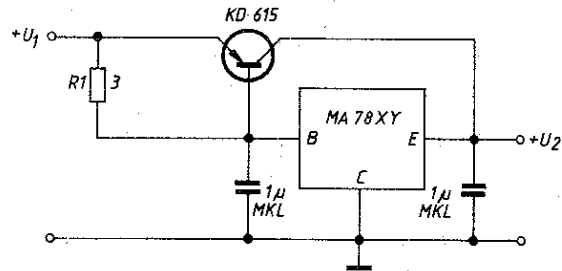


Bild 8 Zusatzschaltung für größere Ausgangsströme

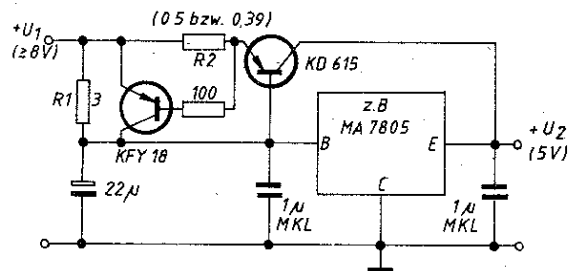


Bild 9 Schaltungsbeispiel bis etwa 3 A Ausgangsstrom mit Kurzschlußstrom-Begrenzungszusatz

Die Zusatzmaßnahme nach Bild 9 wirkt im Sinne einer Strombegrenzung für den Leistungstransistor. R_2 öffnet bei $I_2 \approx U_{BE2}$ den zweiten Transistor, der daraufhin die den Leistungstransistor öffnende Spannung über R_1 begrenzt.

Eine solche Schaltung wurde mit einem $MA 7805$ getestet. Der zusätzliche Transistor verringerte zwar den im Kurzschlußfall fließenden Strom, doch es bleibt für den $KD 615$ eine erhebliche thermische Belastung, die je nach I_2 und U_1 eine entsprechend dimensionierte Kühlfläche oder sogar das Parallelschalten mehrerer Transistoren einschließlich nötiger Zusatzmaßnahmen zur gleichmäßigen Stromverteilung erzwingt.

An der Schaltung nach Bild 9 wurde ein Datenvergleich mit dem $MA 7805$ ohne Zusatztransistor durchgeführt. Die Ergebnisse:



1. MA 7805 allein: $U_{1\min} \approx 6,6 \text{ V}$, $I_{2\max} \approx 1 \text{ A}$ bei Rückgang von U_2 von 5,0 V auf 4,9 V;
2. MA 7805 mit KD 615, $R_2 = 0,5 \Omega$: $U_{1\min} \approx 8,1 \text{ V}$, $I_{2\max} = 2,5 \text{ A}$ bei Rückgang von U_2 von 5,0 V auf 4,9 V, $I_{K_{ges}} \approx 5,6 \text{ A}$ bei $I_{KD\ 615} \approx 4,4 \text{ A}$ mit und 6,6 A bzw. 5,3 A ohne KFY 18 ($U_{1K} \approx 7,9 \text{ V}$);
3. MA 7805 mit KD 615, $R_2 = 0,39 \Omega$: $U_{1\min} \approx 8,2 \text{ V}$, $I_{2\max} \approx 3 \text{ A}$ bei Rückgang von U_2 von 5,0 V auf 4,9 V, $I_{K_{ges}} \approx 7 \text{ A}$ bei $I_{KD\ 615} \approx 5,5 \text{ A}$ mit und 7,9 A bzw. 6,6 A ohne KFY 18 ($U_{1K} \approx 7,8 \text{ V}$). Im Kurzschlußfall wurde der KFY 18 mit $I_C \approx 240 \text{ mA}$ bei $U_{CE} \approx 2 \text{ V}$ belastet

Selbstverständlich ist in beiden Schaltungen über dem Regler wieder eine Schutzdiode vorzusehen, wenn verbraucherseitig mit Elektrolytkondensatoren gerechnet werden muß.
Tabelle 3 informiert über die wichtigsten Daten der zum Aufstocken geeigneten pnp-Silizium-Leistungstransistoren der Reihe KD 615 bis KD 617 von TESLA.

Tabelle 3 Wichtigste Kennwerte von pnp-Leistungstransistoren (TESLA)

Kenngröße (bei 25 °C Gehäuse- temperatur)	KD 615	KD 616	KD 617	
$-U_{CEO\max}$	40	60	80	V
$-U_{CER\max}$ ($R_{BE} = 47 \Omega$)	50	70	90	V
$-U_{EBO\max}$	5	5	5	V
$-I_{C\max}$	10	10	10	A
$-I_{CM\max}$	14	14	14	A
$-I_{B\max}$	2	2	2	A
$P_{tot\max}$ ($-U_{CE} = 30 \text{ V}$, $\theta_c = 25 \text{ °C}$)	70	70	70	W
$\theta_{j\max}$	155	155	155	°C
$-U_{CE\text{sat}\max}$ ($-I_C = 10 \text{ A}$, $-I_B = 1 \text{ A}$)	2	2	2	V
$-U_{BE\text{sat}\max}$ ($-I_C = 10 \text{ A}$, $-I_B = 1 \text{ A}$)	2,4	2,4	2,4	V
$h_{21E\min}$ ($-I_C = 1 \text{ A}$, $-U_{CE} = 2 \text{ V}$)	30	30	30	
$h_{21E\min}$ ($-I_C = 10 \text{ A}$, $-U_{CE} = 2 \text{ V}$)	10	10	10	
f_T ($-I_C = 1 \text{ A}$, $-U_{CE} = 10 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$)	1	1	1	MHz
$R_{thjc\max}$	1,5	1,5	1,5	K/W

Abschließend die entsprechende Kurzinformation zum KFY 18 (für 25 °C): $-U_{CEO\max} = 45 \text{ V}$, $-U_{EBO\max} = 5 \text{ V}$, $-I_{C\max} = 600 \text{ mA}$, $-I_{B\max} = 100 \text{ mA}$, $P_{C\max} = 0,8 \text{ W}$ (ohne Kühlmaßnahmen), $P_{C\max} = 2,6 \text{ W}$ (ideale Kühlung, $\theta_a < 45 \text{ °C}$, $U_{CE} = 0 \dots 10 \text{ V}$), $\theta_{j\max} = 200 \text{ °C}$, $-U_{CES} = 0,6 \text{ V}$ (typ), 1 V (max.), $-U_{BES} = 0,95 \text{ V}$ (typ), 1,3 V (max.), beide für $-I_C = 150 \text{ mA}$, $-I_B = 15 \text{ mA}$, $h_{21E} = 90 \dots 300$ ($-U_{CB} = 10 \text{ V}$, $I_E = 10 \text{ mA}$)

3. Einstellbare Festspannungsregler

Der internationale Typ LM 317 (117, 217, 317) ist ein einstellbarer dreipoliger Festspannungsregler, mit dem z. B. ein Labornetzgerät realisiert werden kann. Bild 10 zeigt eine entsprechende Grundschaltung [4]. Für den LM 317 werden konkrete Angaben bezüglich der gegen die Energie von Ausgangskondensatoren bei Eingangskurzschluß erforderlichen Maßnahmen gemacht [5]. Danach ist dieser Typ intern bereits relativ gut geschützt; bis zu 15 A »Rückstrom« können ihm in diesem Fall ohne Bedenken kurzzeitig zugemutet werden. Der Hersteller weist jedoch darauf hin, daß z. B. ein 10- μF -Kondensator infolge seines kleinen internen Serienwiderstandes durchaus Spitzentladeströme von 20 A realisieren kann, und empfiehlt daher die bereits im Abschnitt 2 angesprochenen Schutzdioden.

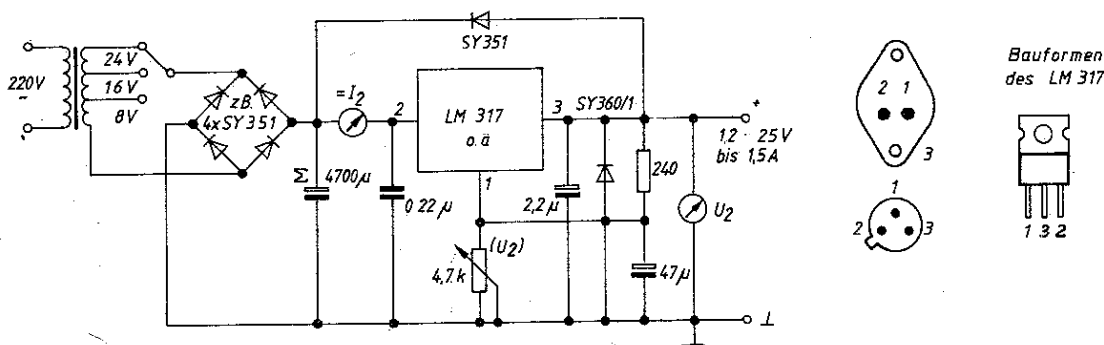
Literatur

- [1] ... Wir lernten kennen: Erfahrungen mit Festspannungsreglern, radio - fernsehen - elektronik 30 (1981) Heft 12, Seite 759 bis 761
- [2] ... Monolithische integrierte Festspannungsregler Serie MA 78, TESLA Rožnov, 1977
- [3] Jungnickel, H.: Moderne Stromversorgungstechnik 6 und 7, radio - fernsehen - elektronik 29 (1980) Heft 6 und Heft 7
- [4] Kramer, M.: Stromversorgung mit integriertem Schaltkreis. Schaltungssammlung für den Amateur, 2. Lieferung, Blatt 2-2. Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1979
- [5] ... Herstellerunterlagen zum LM 317
- [6] ... Integrierte Schaltkreise (linear, digital), TESLA Rožnov, 1978-1979

Hinweis zu 2.3.

I_0 ist exemplarabhängig, und auch größere Schwankungen der Eingangsspannung verändern I_0 und damit U_a' . In solchen Fällen ersetzt man R_2 besser durch eine Z-Diode

Bild 10 Beispiel eines zwischen 1,2 und 25 V (zweckmäßig mit stufenweise schaltbarer Eingangsspannung) einstellbaren Labornetzgeräts mit dem internationalen Typ LM 317



Die praktische Tabelle

Tabelle Kennzeichnung von Magnetbändern

a – ältere Bezeichnungen

- 1. Buchstabe Trägermaterial
- 2. Buchstabe Eisensorte
- 1 Zahl Banddicke (µm)
- 3 Buchstabe Ausführung
- 2. Zahl Bandbreite (mm)

Beginnt die Kennzeichnung mit 3 Buchstaben, dann bezeichnet der zweite die aktive Schicht Banddicke und Bandbreite werden mit abgerundetem Wert angegeben.

b – neue Bezeichnungen

- C Azetylzellulose
- P Polyester
- R Eisenoxid Typ R (kubischer Magnetit)
- S Eisenoxid Typ S (Stäbchenmagnetit)
- U unperforiert

- 1. Ziffer 1 – Bänder für Schallaufzeichnung
7 – Zubehörbänder ohne magnetisierbare Schicht
- 2. Ziffer 0 – Standardband 1 – Langspielband
2 – Doppelspielband 3 – Dreifachspielband

Typ	Trägermaterial	Anwendungsgebiet	Alte Bezeichnung
100 ¹	C	Standardband für hohe Bandgeschwindigkeiten entspricht Typ 100	CPR 50 U 6
103	P		–
110 ¹	C	Langspielband für ältere Heimbandgeräte	CPR 35 U 6
112 ¹	C	Langspielband für moderne Zweispur-Bandgeräte	CPS 35 U 6
113	P	entspricht Typ 112	–
114	P	entspricht Typ 113, jedoch LH	–
120	P	Doppelspielband, Vierspurband, universell anwendbar	PS 25 U 6
121	P	entspricht Typ 120, jedoch LN	–
130	P	Dreifachspielband, Vierspurband, sehr dünn, für Batterie- und für Vierspurgeräte mit sehr guten Laufwerken	PS 18 U 6
131	P	entspricht 130, jedoch LN	–

¹ Produktion eingestellt

Tabelle Magnetbandlaufzeiten in min

Länge in m	Laufgeschwindigkeit			
	19 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s	2,4 cm/s
65	5,5	11	22	45
90	7,5	15	30	60
135	11	22	45	90
180	15	30	60	120
270	22	45	90	180
360	30	60	120	240
540	45	90	180	360
730	60	120	240	480

Tabelle Bandlängen je Spulendurchmesser

Spulenbezeichnung	Spulendurchmesser in mm	Banddicke in µm und Länge des Bandes in m			
		50	35	25	18
18	178	350	520	730	–
15	147	240	350	540	730
13	127	190	250	360	540
10	100	–	130	180	270
8	75	–	65	90	135

Tabelle Kennzeichnung der Vorspannbänder

Typ	Trägermaterial	Anwendungsgebiet	Alte Bezeichnung
711	C	Kennband grün	C 50 U Gn 6
712	C	Kennband rot	C 50 U R 6
713	C	Kennband weiß	C 50 U W 6
714	C	Kennband gelb	C 50 U Ge 6
715	C	Kennband violett	C 50 U V 6
721	P	Kennband grün	–
722	P	Kennband rot	–

Tabelle Kennzeichnung von Abtastsystemen

Die beiden ersten Buchstaben kennzeichnen das Wandlerprinzip

- KS Kristallstereosystem
- CS Keramikstereosystem
- MS magnetisches Stereosystem

Die folgenden zwei Ziffern sind die Zuordnung in der Typreihe Der 3. Buchstabe gibt den Anwendungsbereich an, der 4. Buchstabe gibt die Bestückung mit einer Diamant-Abtastnadel an

- S geeignet zum Abtasten von Stereoschallplatten
- N geeignet für Schallplatten mit Normalrille
- D bestückt mit Diamantnadel
- KS 23 SD Kristallsystem, zum Abtasten von Stereoschallplatten, Diamant-Abtastnadel
- CS 24 SD Keramiksystem, zum Abtasten von Stereoschallplatten, Diamant-Abtastnadel
- MS 16 SD magnetisches System, zum Abtasten von Stereoschallplatten, Diamant-Abtastnadel

Bei älteren Abtastsystemen bedeuten die Buchstaben

- M zum Abtasten von Mikrorillen-Schallplatten
- U umschaltbar für Normal- und Mikrorille
- KSM 0161 Kristallsystem, zum Abtasten von Mikrorillen-Schallplatten
- KSMU 0263 Kristallsystem, umschaltbar zum Abtasten von Normal- und Mikrorillen-Schallplatten

Tabelle Abkürzungen zur Magnetsteuertechnik

- Ak – Aufzeichnungskopf
- AWk – Aufzeichnungs-Wiedergabekopf
- Lk – Löschkopf
- Wk – Wiedergabekopf
- Fe₂O₃ – Eisenoxid – Mb
- CrO₂ – Chromdioxid – Mb
- FeCr – Doppelschicht – Mb (Eisen – Chrom)
- LN – Low Noise (rauscharm)
- LH – Low Noise-High Output (rauscharm – hoch aussteuerbar)

Tabelle Magnetbandkassetten

Kassetten-typ	Gesamtdicke in µm	Schichtdicke in µm	Spielzeit in min	Bandlänge in m
C 60	18	5,5	2 × 30	86
C 90	12	4,5	2 × 45	128
C 120	9	3,5	2 × 60	172



1. Einleitung

In vielen Fällen sind aus Batterien kleine Geräte zu betreiben, deren Baugruppen oft unterschiedliche Spannungen benötigen. Im folgenden sollen deshalb einige dimensionierte Beispiele Anregung zum Einsatz von Transvertern geben, die in den meisten Fällen die Betriebskosten der Geräte herabsetzen können. In allen Beispielen kommen Sperrwandler zum Einsatz, da von den unterschiedlichen Schaltungsmöglichkeiten beim Entwurf eines Transverters der regelte Sperrwandler die größten Vorteile bietet:

- großer Eingangsspannungsbereich;
- volle Ausnutzung der Batteriekapazität;
- geringe Lastabhängigkeit;
- Änderung der Ausgangsspannung in weiten Grenzen möglich.

Beim Sperrwandler »lädt« ein Transistor in seiner Stromflußphase eine Induktivität mit magnetischer Energie. Während der Sperrphase fließt diese Energie dann in den Verbraucher. Dieses Verhalten wird im allgemeinen durch entsprechende Polung der Ausgangsgleichrichter erreicht. Der Transverter verhält sich damit an seinem Ausgang wie eine Stromquelle, deren Ausgangsstrom durch die umgeladene Energiemenge bestimmt wird. Die durch den Transistor zugeführte Energie läßt sich leicht und verlustarm in weiten Grenzen steuern. Ihr Maximalwert wird im allgemeinen begrenzt durch den maximalen Spitzenstrom des Schaltertransistors und durch die minimale Batteriespannung, bei der das angeschlossene Gerät noch arbeiten soll. Der Transverter darf deshalb ausgangsseitig nur so weit belastet werden, daß bei der niedrigsten Batteriespannung die angegebene Eingangsleistung nicht überschritten wird. Die oszillografische Messung des Kollektorspitzenstroms ist in Grenzfällen zu empfehlen.

Die Auswahl des Übertragers erfolgt im allgemeinen nicht nach energieoptimalen Gesichtspunkten, sondern mehr nach der konstruktiven Ausführung, z. B. Anzahl der Anschlußkontakte, bzw. nach der Beschaffbarkeit.

2. Transverter für symmetrische Ausgangsspannungen

Vielfach werden symmetrische Speisespannungen benötigt, z. B. zur Versorgung von Operationsverstärkerschaltungen. Für den mobilen Einsatz steht dabei oft die Frage der Batteriekosten im Vordergrund. 9-V-Batterien schneiden bei einem Vergleich weit aus am schlechtesten ab. Außerdem stellt die direkte Versorgung aus Batterien erhöhte Anforderungen an die angeschlossene Schaltung, die bei einer Nennspannung von 9 V im Bereich von 6 bis 10 V funktionsfähig sein muß.

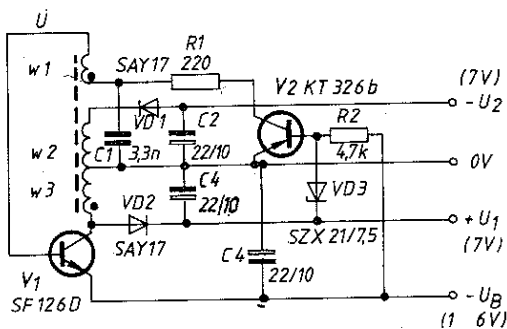


Bild 1 Transverter für symmetrische Ausgangsspannungen
 \dot{U}_1 : $w_1 = w_2$: 32 Wdg., 0,35-mm-CuL
 w_3 : 22 Wdg., 0,22-mm-CuL
 Schalenkern 18 x 11; M_f 163; $A_1 = 400$

Bild 1 zeigt einen Transverter, mit dem die geforderten Speisespannungen aus Batterien mit unterschiedlicher Spannung, z. B. auch aus einer Monozelle, erzeugt werden können. In der Stromflußphase von V_1 wird im Übertrager \dot{U}_1 magnetische Energie gespeichert, die während der Sperrzeit des Transistors über die Gleichrichterschaltungen VD_1 , C_2 und VD_2 , C_3 in elektrische Energie übergeht. Die Leitfähigkeit von V_2 bestimmt dabei den Basisstrom von V_1 und so die während der Stromflußphase gespeicherte Energiemenge. Um den Vorgang zu starten, fließt beim Anschalten der Batterie ein Strom über R_2 und öffnet V_2 und V_1 . Dabei begrenzt R_1 den Basisstrom von V_1 , während C_1 die Reihenschaltung von V_2 und R_1 für die Schaltflanken überbrückt.

Sobald die Spannung an C_3 die Z-Spannung von VD_3 erreicht hat, wird über deren Strom der Basisstrom von V_2 so weit zurückgeregelt, daß die Spannung an C_3 nicht mehr weiter ansteigen kann. Dabei stellt sich an C_3 eine Spannung von $U_1 = U_z - U_{BE}$ ein, die gegen Last- und Batteriespannungsänderungen weitgehend stabil ist. Sie hat einen TK von etwa 5,5 mV/K, der sich durch eine in Flußrichtung betriebene Si-Diode in Reihe zu VD_3 verringern läßt (VD_3 ist dann eine $SZX 21/6,8$). Bild 2 zeigt, wie man diese Diode durch einen Transistor ersetzt und damit eine echte Unterspannungsanzeige realisiert, die die Grenze des Stabilisierungsbereichs anzeigt. Sie wertet den Z-Strom über die Spannung an R_3 aus. Unterschreitet diese den U_{BE} -Wert von V_3 , so wird V_4 leitend, und die Unterspannungsanzeige mit VD_4 leuchtet.

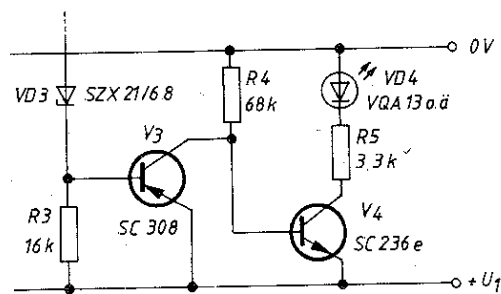


Bild 2 Unterspannungsanzeige zu Bild 1

An C_2 entsteht eine negative Spannung gleicher Größe wie an C_3 (vorausgesetzt $w_1 = w_2$), solange beide Spannungen gleich belastet sind. Erhöht sich z. B. nur die Belastung an U_1 , so ändert sich U_1 wegen der Regeleigenschaften der Schaltung kaum, während die Spannung an w_1 infolge der jetzt höheren Flußspannung an VD_2 ansteigt. Damit erhöht sich zwangsläufig der Spannungswert von U_2 . Für Schaltungen mit veränderlicher Belastung ist die negative Spannung deshalb als Referenzspannung ungeeignet.

Die maximale Belastung am Ausgang sollte so gewählt werden, daß die Eingangsleistung $P_e = 0,2$ W nicht überschritten wird, gemessen bei $U_B = 1$ V. Eine andere Variante, bei der der Minuspol der Batterie mit 0 V verbunden ist, findet der Leser z. B. in [2].

3. Transverter für 3 Ausgangsspannungen

Der Transverter nach Bild 3 ist für höhere Leistungen ausgelegt; entsprechend höher ist seine Mindestspannung am Eingang. Er stellt neben der symmetrischen Spannung von $\pm 6,2$ V z. B. zum Betrieb des Rechenschaltkreises $U 821$ D noch eine Spannung von 5 V für TTL-Schaltkreise zur Verfügung. Die sekundäre Gesamtbelastung soll dabei nur so groß sein, daß die Eingangsleistung von $P_e = 1$ W für den $SF 126$ bzw. 4 W für den $KU 611$ jeweils bei $-U_B = 5$ V nicht überschritten wird.

Nach Anlegen der Batteriespannung fließt über \dot{U}_1 und R_3 ein

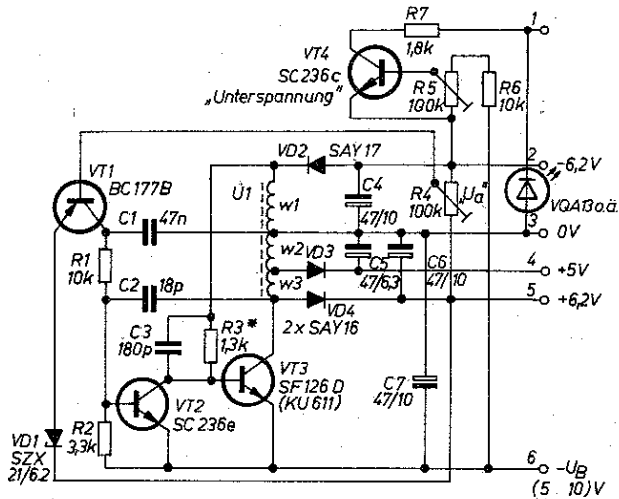


Bild 3 Transverter für 3 Ausgangsspannungen mit Unterspannungsanzeige

\dot{U}_1 : w_1 : 15,5 Wdg., 0,35-mm-CuL
 w_2 : 13 Wdg., 0,35-mm-CuL
 w_3 : 2,5 Wdg., 0,35-mm-CuL

Schalenkern 14 × 8; *Mf 183*; A_1 250

Abgleich von R3 unter Nennlast bei $-U_B = 5$ V auf eine Ausgangsspannung, die 0,1 V unter dem Wert bei $-U_B = 10$ V liegt

Strom in die Basis von V3 und sättigt diesen. Der jetzt fließende Kollektorstrom erhöht den Basisstrom durch die Transformation über \dot{U}_1 und führt dieser Induktivität magnetische Energie zu, wobei der Kollektorstrom schnell ansteigt (Stromflußphase). Reicht der Basisstrom zur Sättigung des Transistors am Ende nicht mehr aus, so ist kein weiterer Anstieg des Kollektorstroms möglich. Der durch die Transformation erhöhte Basisstrom geht zurück; die Schaltung kippt in die Sperrphase des Transistors, wobei die Spannung an der Induktivität durch das zusammenbrechende Magnetfeld sprunghaft ansteigt. Die Dioden VD2 bis VD4 öffnen dabei, und die gespeicherte magnetische Energie in \dot{U}_1 wird als elektrische Energie in den Kondensatoren C4 bis C6 gespeichert. Während dieser Zeit ist V3 über R3 gesperrt. Reicht die Sperrspannung am Ende nicht mehr aus, steigt der Basisstrom wieder, und der Vorgang beginnt von neuem. Die Kondensatoren C2, C3 verbessern dabei das Schaltverhalten. Ist die Spannung an C6 groß genug, so leitet VD1 und damit V1. Dessen Basisstrom läßt sich mit R4 einstellen und gestattet eine Änderung des Einsatzpunkts und damit der Ausgangsspannungen. Sobald V1 leitet, reduziert dessen Kollektorstrom über V2 den Basisstrom von V3 und somit die im Transverter umgesetzte Leistung. Die positive 6-V-Spannung stellt sich auf einen Wert ein, der abhängig ist von $U_{BE}(V2)$, der Stellung von R4 und der Z-Spannung von VD1. Der Transverter enthält eine Auswerteschaltung für Batterieunterspannung mit dem Transistor V4. Er wird leitend, wenn die Batteriespannung unter einen mit R5 einstellbaren Wert sinkt.

4. Transverter zur Speisung von Ziffernanzeigeröhren

Obwohl immer mehr Festkörper-Anzeigebaulemente zur Verfügung stehen, werden Ziffernanzeigeröhren noch dort eingesetzt, wo es auf die Ziffergröße und die günstigere Zeichengestaltung ankommt. Wird dabei nur eine einzige Röhre angesteuert, gestattet ein äußerst sparsamer Spannungswandler z. B. den Betrieb aus der 5-V-TTL-Spannung. Durch entsprechende Dimensionierung (Übersetzungsverhältnis für die Flußphase, wirksamer Innenwiderstand in der Sperrphase) lassen sich dabei sowohl die Diode für die Anodenspannungsseite als auch der Anodenwiderstand einsparen. Das ergibt einen guten Wirkungsgrad der Einheit, da die Leistung eingespart wird, die sonst in dem zur Strombegrenzung erforderlichen Vorwiderstand verlorengeht. Bild 4 zeigt das dimensionierte Beispiel mit folgenden Daten: $U_B = 4,75$ bis $5,25$ V, $I_B = 30$ bis 60 mA (je nach eingestellter Helligkeit), U_{CE} unter 60 V in der Sperrphase. negativer Anteil

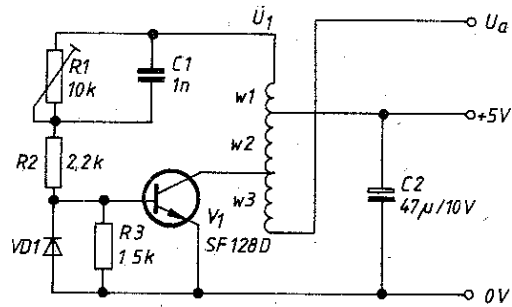


Bild 4 Sperrwandler für eine Ziffernanzeigeröhre

\dot{U}_1 : w_1 : 25 Wdg., 0,15 ... 0,2-mm-CuL
 w_2 : 55 Wdg., 0,15 ... 0,2-mm-CuL
 w_3 : 130 Wdg., 0,15 ... 0,2-mm-CuL
 Schalenkern 18 × 11; *Mf 163*; A_1 250

der Ausgangsspannung unter 50 V (Flußphase des Sperrwandlers), also weit unter der gefährlichen Rückzündspannung, Frequenz etwa 70 kHz.

Bild 5 zeigt die Ausgangsspannung. Danach wird die Zündspannung für die Röhre nur in der Sperrphase durch das im Kern des Übertragers zusammenbrechende Magnetfeld erreicht; in der Flußphase bleibt die Spannung genügend klein. Die Belastung des Ausgangs mit einer Ziffernanzeigeröhre ist unbedingt erforderlich; nur so bleibt die Sperrspannung am Transistor durch die begrenzend Wirkung der angeschlossenen Röhre innerhalb der obengenannten Werte.

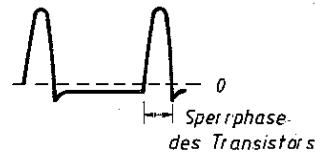


Bild 5 Ausgangsspannung bei Belastung mit einer Ziffernanzeigeröhre

Der Transverter hat folgende Vorteile:

- gleichmäßige Glimmbedeckung der Katoden durch hohe Pulsamplituden bei kleinem Strommittelwert;
- geringe Gefährdung bei versehentlicher Berührung, da ausgangsseitig kein Kondensator benötigt wird;
- einstellbare Helligkeit durch einfaches Verändern des Basisvorwiderstands.

Bei entsprechend kleinerem Wirkungsgrad kann ein einzelner Transverter auch mehrere Röhren betreiben; nur sind dann für sicheren Betrieb wieder Anodenwiderstände erforderlich.

Literatur

- [1] Bläsing, K.-H.: Transverter für symmetrische Speisespannungen, radio – fernsehen – elektronik 28 (1979) Heft 11, Seite 739
- [2] Schlenzig, K./Stammler, W.: Elektronikbasteln im Wohnbereich, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1981, Seite 94 bis 97
- [3] Schlenzig, K./Bläsing, K.-H.: Schaltbeispiele mit dem Rechenschaltkreis U 820 D/U 821 D, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980, Reihe electronica 179, Seite 30 bis 33
- [4] Bläsing, K.-H.: TTL-Spannungstransverter für Ziffernanzeigeröhren, radio – fernsehen – elektronik 26 (1977) Heft 13 Seite 447



Niederfrequenzverstärker für 60 W Ausgangsleistung
(Blatt 1)

1. Einleitung

Die Ausgangsleistung P_a transformatorloser Leistungsverstärker hängt vom Quadratwert der Betriebsspannung U_b ab:

$$P_a = \frac{U_b^2}{8R_L}$$

R_L – Lautsprecherwiderstand

Zur Bestimmung der maximalen Leistung müssen bei der Betriebsspannung die Werte der Restspannungen der Endstufentransistoren bei voller Aussteuerung sowie die Spannungsabfälle über ihre Reihenwiderstände berücksichtigt werden. Das bedeutet aber, daß für Verstärker hoher Leistung Bauelemente, vor allem Leistungstransistoren, ausgesucht werden, die auch hohe Spannungen verarbeiten können. Ein Leistungsverstärker für 60 W benötigt z. B. eine Betriebsspannung in der Größenordnung von 50 V. Werden nichtstabilisierte Netzteile verwendet, ist ohne Aussteuerung die Spannung noch höher; denn die Ladekondensatoren erreichen dann den Spitzenwert der speisenden Wechselspannung, in diesem Fall bis zu 70 V. Vor dem Bau eines solchen Verstärkers sollten deshalb zunächst Überlegungen über den wirklichen Leistungsbedarf und danach eine sorgfältige Materialbeschaffung stehen.

2. Prinzipschaltung des Verstärkers

Die Schaltung des Verstärkers wurde von [1] übernommen. Sie hat gegenüber Standardschaltungen für diesen Leistungsbereich einige Vorteile. Die Wirkungsweise läßt sich am vereinfachten Stromlaufplan (Bild 1) erkennen.

Der Verstärker besteht aus zwei Blöcken: Die Transistoren T1, T4 und T5 verstärken die Spannung des Eingangssignals, während T7 bis T10 die Stromverstärkung übernehmen, um die geforderte Leistung am Lautsprecher zu liefern.

Der Lautsprecher wird galvanisch angeschaltet. Das erfordert eine symmetrische Aufteilung der Speisespannung in einen positiven und einen negativen Teil. Die die Nullpunktstabilität stark beeinflussende Eingangsstufe des Verstärkers wird als Differenzverstärker ausgebildet.

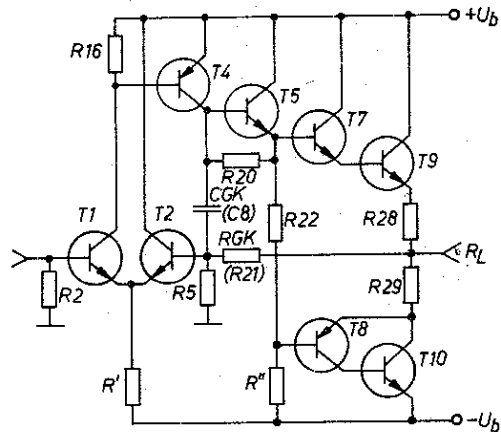


Bild 1 Prinzipschaltung des Verstärkers

Vom Kollektor T1 gelangt das verstärkte Signal auf die zweite Verstärkerstufe mit T4 und wird über eine Impedanzwandlerstufe T5 den Treiber- und Endstufentransistoren zugeführt. Durch den Aufbau mit einem Differenzverstärker im Eingang läßt sich die gesamte Eingangsschaltung als Operationsverstärker betrachten. Das Eingangssignal wird an die Basis von T1 (den nichtinvertierenden Eingang) geführt, während der die Verstärkung bestimmende Gegenkopplungswiderstand am invertierenden Eingang (Basis von T2) liegt. Da die Verstärkung der beiden Transistoren T1 und T4 hohe Werte erreicht, wird die Gesamtverstärkung nur durch das Widerstandsverhältnis R_{GK}/R_5 bestimmt. Die resultierende Verstärkung liegt mit den angegebenen Größen bei 13, d. h., für Vollaussteuerung muß der Vorverstärker eine Spannung von 1,5 V liefern. Dabei muß man beachten, daß der Eingangswiderstand des Verstärkers durch die Wahl von R2 relativ gering ist. Der Vorverstärker muß also eine bestimmte Leistung aufbringen. Gut geeignet ist der schon in der 2. Lieferung der Schaltungssammlung [2] vorgestellte, von [3] übernommene Aufbau.

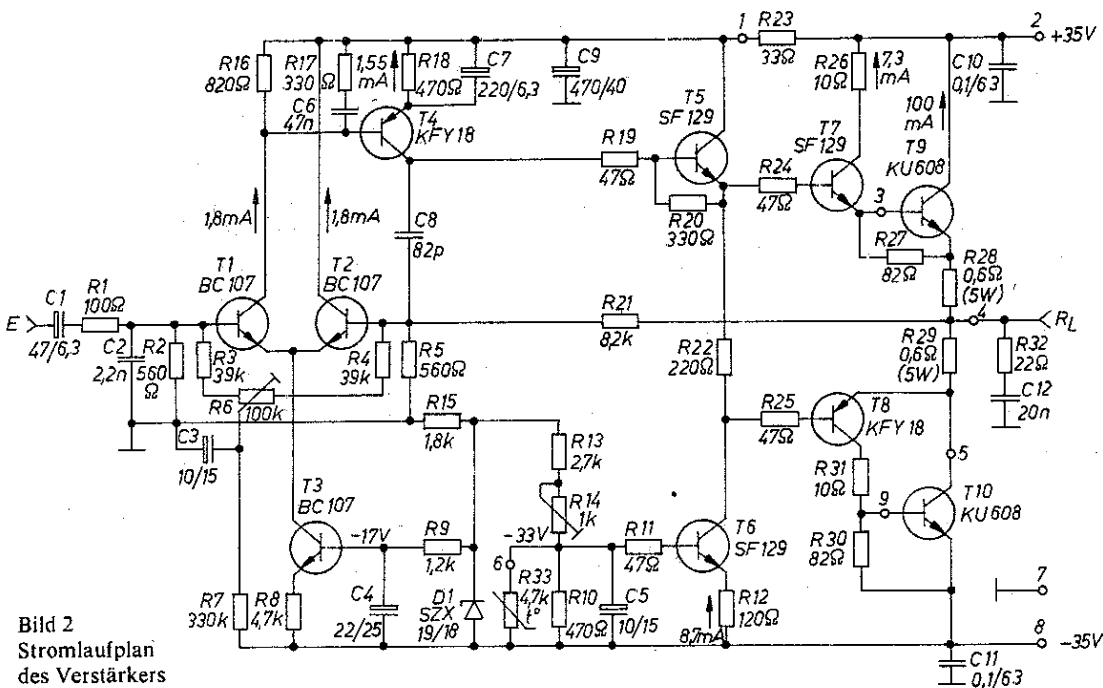


Bild 2 Stromlaufplan des Verstärkers

Zwischen den Spannungs- und Stromverstärkergruppen befindet sich der – im Vergleich mit üblichen Schaltungen – zusätzliche Impedanzwandler T5. Er bewirkt, daß der davorliegende Transistor T4 geringer belastet wird und daß damit die Treiber- und Endstufentransistoren nicht gepaart sein müssen. Trotzdem sollten ihre Unterschiede in den Stromverstärkungswerten nicht zu hoch sein.

Ferner bewirkt T5 eine Vergrößerung der Leistungsbandbreite des Verstärkers: Infolge der geringeren Belastung für T4 kann auch der die Stabilität bei hohen Frequenzen und ebenfalls die Verstärkung bei diesen Werten bestimmende Gegenkopplungskondensator C_{pk} klein gewählt werden, ohne daß die Phasendrehungen im oberen Frequenzbereich zu Instabilitäten führen.

3. Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt den gesamten Stromlauf des Verstärkers. Im Eingang befindet sich eine RC-Kombination, die störende Hochfrequenzspannungen von der Basis von T1 ableitet. Den Eingangswiderstand bestimmt R2 mit $560\ \Omega$. Der Emitterwiderstand der Differenzschaltung im Eingang wurde durch eine Konstantstromquelle T3 ersetzt, deren Basispotential mit der Z-Diode D1 konstant gehalten wird. Damit bleiben die Verzerrungen dieser Stufe klein.

Die Gleichheit der Ströme durch T1 und T2 läßt sich an R6 einstellen; gleichzeitig wird damit die Nullspannung am Lautsprecherausgang des Verstärkers eingeregelt. Diese beiden Transistoren müssen gepaart sein, d. h. gleiche Stromverstärkungswerte haben, um eine gute Temperaturstabilität des gesamten Verstärkers zu garantieren. Neben C8 wurde zur Stabilitätsverbesserung noch die frequenzabhängige Gegenkopplung über C6, R17 eingefügt.

Um Übernahmeverzerrungen zu verhindern, werden die Basisanschlüsse der Treiber- und damit der Endstufentransistoren vorgespannt. Im allgemeinen geschieht das über eine Diodenkette oder einen speziellen Transistor, die auch die Temperaturkompensation der Endstufe ermöglichen. Statt dieser Bauelemente wurde der Widerstand R22 eingesetzt, der von einem konstanten Strom durchflossen wird. Das bewirkt wieder eine Stromquelle (mit T6). Die Basisspannung dieses Transistors wird ebenfalls von der Z-Diode D1 gesteuert. Die Temperaturkompensation geschieht über den Heißleiter R33.

4. Aufbauhinweise

Bild 3 zeigt einen Vorschlag für die Leiterplattengestaltung und für die Bestückung des Verstärkers. Alle Transistoren sollten Kühlsterne tragen; die Transistoren der Eingangsstufe T1 und T2 werden vorteilhaft thermisch gekoppelt.

Die Leistungstransistoren mit den zugehörigen Bauelementen werden – wie es Bild 4 zeigt – zusammen auf einem Kühlkörper angeordnet, der auch den temperaturabhängigen Widerstand R33 trägt. Die Emitter-Basis-Widerstände lassen sich direkt an die Transistoren anlöten; die übrigen Bauelemente brauchen Lötstützen. Die Widerstände R28 und R29 müssen, falls sie aus Widerstandsdraht selbst gefertigt werden, bifilar gewickelt sein; damit erniedrigt sich ihre Induktivität. Bei der Inbetriebnahme sollten diese Widerstände zunächst durch solche mit etwa 10fach höherem Widerstandswert ersetzt werden. Damit wird die Gefahr der Überlastung und Zerstörung der Endstufentransistoren verringert. Zunächst ist die Gleichspannung am Ausgang zu messen und an R6 auf 0 V zu stellen.

Nach dem Einsetzen der Widerstände R28 und R29 mit den Originalwerten ist mit R14 der Ruhestrom der Endstufe auf 100 mA festzulegen. Dieser Wert entspricht einem Spannungsabfall von 0,12 V an den Enden beider 0,6- Ω -Widerstände. Nach längerer Betriebszeit müssen die Einstellwerte überprüft und korrigiert werden.

Die Stromversorgung läßt sich einfach ausführen: Eine Graetz-Brücke richtet die aus einer mittengezapften Sekundärwicklung des Netztransformators gewonnene Betriebsspannung gleich. Im Plus- und im Minusweig werden je ein Elektrolytkondensator von 5000 μ F (4700 μ F) eingesetzt. Benötigt wird ein Transformator mit der Kerngröße M 102b, falls zwei Verstärker für eine Stereoanlage aufgebaut werden sollen. Die Wickeldaten sind: primär 540 Wdg, 0,65-mm-CuL; sekundär 2×64 Wdg, 1,5-mm-CuL. Bei den hohen Betriebsströmen ist die Masseleitung definiert zu verlegen, wie es Bild 5 zeigt. Die Ladekondensatoren sind über eine dicke Kupferleitung zu verbinden, die selbst Ausgangspunkt für die Nulleitungen der einzelnen Verbraucher ist.

Die Diagramme in Bild 6 und Bild 7 geben Hinweise zur Bestimmung der benötigten Kühlflächen für die Endstufentransistoren. Eine Näherungsformel für die Verlustleistung in jedem Transistor ist

$$P_{tot} \sim \frac{U_B^2}{4\pi^2 \cdot R_L}$$

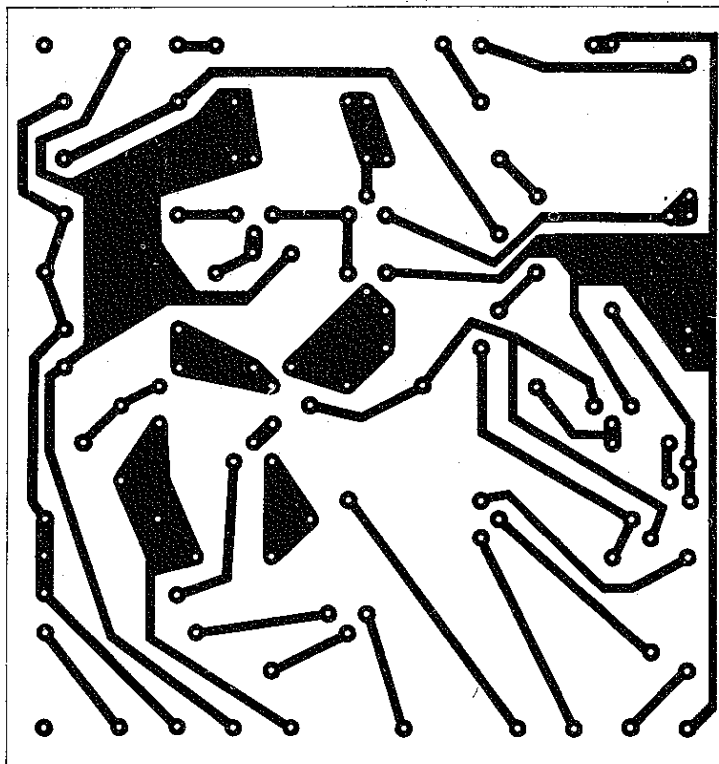


Bild 3 a – Leiterbild,



Niederfrequenzverstärker für 60 W Ausgangsleistung
 (Blatt 2)

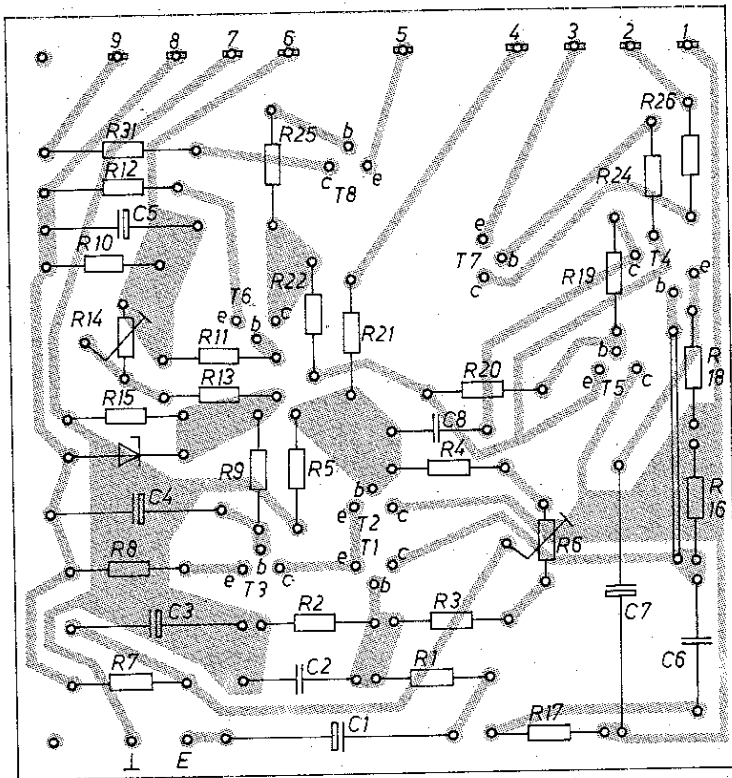


Bild 3
 b – Bestückungsplan
 des Verstärkers

Im Transistorkristall wird die Verlustleistung P_{tot} in Wärme umgesetzt. Diese muß über das Transistorgehäuse und den Kühlkörper an die umgebende Luft abgeführt werden. Nach den Gesetzen der Wärmeleitung entsteht längs des Wärmewiderstands R_{th} infolge des Wärmestroms P_{tot} ein Temperaturgefälle

$$\Delta T = (T_j - T_u) = R_{th} P_{tot}$$

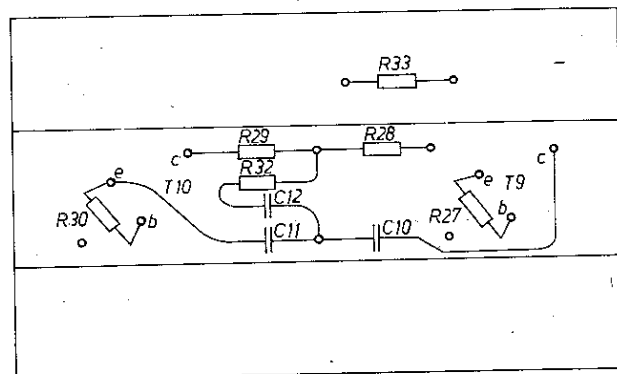
T_u – Lufttemperatur, T_j – Temperatur der Sperrschicht.

Der Wärmewiderstand setzt sich zusammen aus der Summe der Einzelwiderstände

$$R_{thl} = R_{thG} + R_{thI} + R_{thK}$$

R_{thG} – Wärmewiderstand des Transistors zwischen Sperrschicht und Gehäuse, R_{thI} – Wärmewiderstand der Isolierscheibe, R_{thK} – Wärmewiderstand zwischen Kühlkörper und umgebender Luft. Der Wärmewiderstand des Transistors R_{thG} wird in den Datenblättern angegeben. Bei isolierter Montage kann R_{thI} der Glimmerscheibe mit etwa 1,4 K/W angenommen werden. Bei gege-

Bild 4 Anordnung der Endstufentransistoren und weiterer Bauelemente auf dem Kühlkörper



bener Verlustleistung und zulässiger Temperaturdifferenz läßt sich der Wärmewiderstand des Kühlsystems nach Bild 6 ermitteln

Mit den Näherungsformeln

$$A = 1500 R_{thK}^{-3/4} \text{ für ruhende umgebende Luft}$$

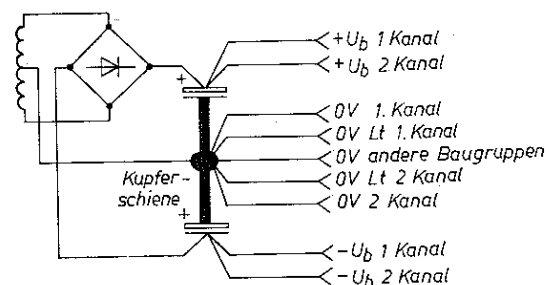
und

$$A = 400 R_{thK}^{-3/4} \text{ für strömende Umgebungsluft (1.5 m/s)}$$

kann die benötigte Kühlfläche A in cm^2 gefunden werden. Das Diagramm in Bild 7 erlaubt die einfache Auswertung. Für den beschriebenen Verstärker ist ein Kühlprofil mit einem Wärmewiderstand $R_{thK} \leq 5 \text{ K/W}$ nötig.

Bild 7 gibt – im gestrichelten Feld – einen Vorschlag für eine Kurzschlußsicherung des Leistungsverstärkers an und zeigt gleichzeitig die Anschlußbedingungen. Die Schaltung wurde von einem integrierten Leistungsverstärker übernommen. Bei Überlastung am Ausgang steigt die Spannung an den Widerständen $R28$ und $R29$. Damit werden die Transistoren der Sicherung leitend und schließen über ihre Kollektor-Emitter-Strecke zunehmend die Eingänge der Treiberstufen kurz. Sie vermindern somit ihre mögliche Aussteuerung.

Bild 5 Führung der Masseleitung



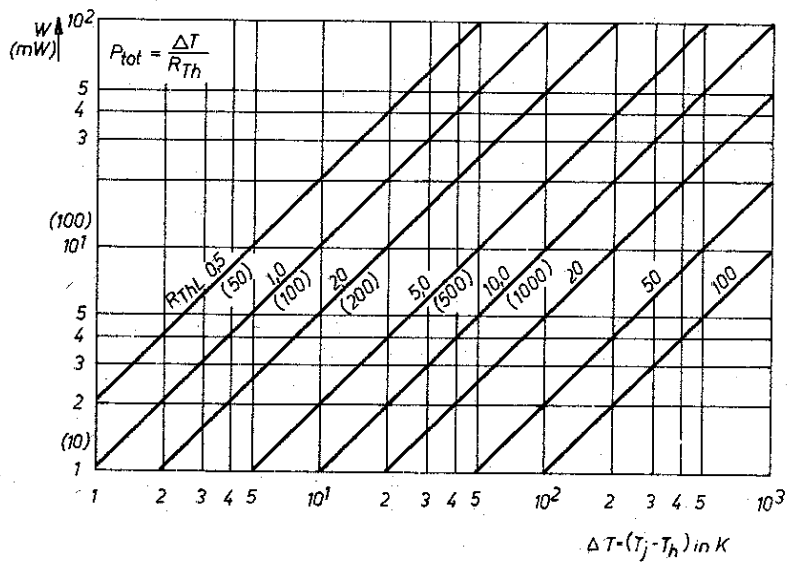


Bild 6
Bestimmung des Wärmewiderstands R_{ThL} in Abhängigkeit von der Verlustleistung P_{tot} und der Temperaturdifferenz ΔT . Der minimale Lastwiderstand sollte 4Ω nicht unterschreiten

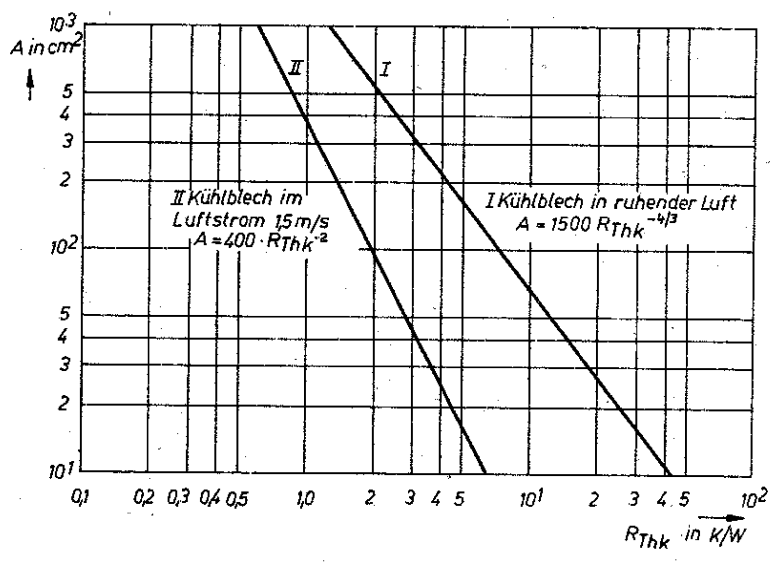
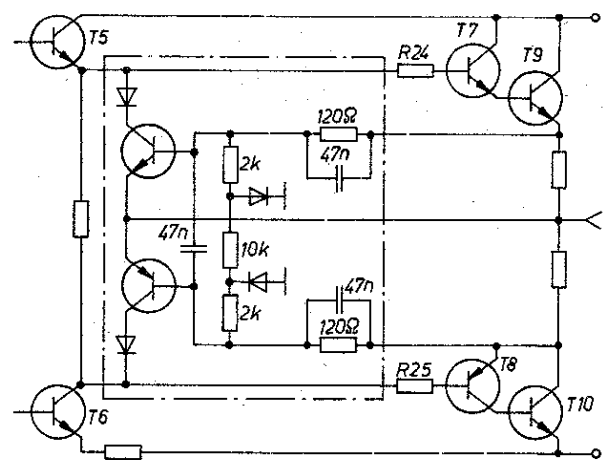


Bild 7
Diagramm zur Ermittlung der Kühlfläche A in Abhängigkeit vom Wärmewiderstand R_{Thk}

Bild 8 Kurzschlußsicherung (bei Bedarf)



Literatur

- [1] Ratzki, W./Keck, J.: Leistungsverstärker $2 \times 60\text{ W}$ für den Selbstbau, Funk-Technik 26 (1971) Heft 5
- [2] Knapschinsky, L.: Vor- und Steuerverstärker für Stereowiedergabe, Schaltungssammlung für den Amateur, 2. Lieferung, Blatt 3-3 und 3-4, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1979
- [3] Ratzki, W.: Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau, Funk-Technik 26 (1971) Heft 3
- [4] Wärmeableitung bei Transistoren. Siemens Technische Mitteilungen 1-6300-071
- [5] Funk-Technik 30 (1975) Heft 12



Wechselsprechanlage mit A 211 D

1. Einleitung

Einfache Wechselsprechanlagen bestehen im allgemeinen aus einer Hauptstelle und einer beliebigen Anzahl von Nebenstellen. Verbindungen zwischen Nebenstellen sind dann entweder gar nicht oder nur durch entsprechende Schaltfunktionen der Hauptstelle möglich. Die Ursache dafür besteht darin, daß aus Gründen des Aufwands nur mit einem Verstärker, der in der Hauptstelle untergebracht ist, gearbeitet wird. Dieser ist dann immer in der entsprechenden Übertragungsrichtung zu betreiben. Im folgenden wird eine Schaltungsvariante beschrieben, bei der von jeder beliebigen Sprechstelle aus jede andere erreicht und somit auf eine Zentralstelle verzichtet werden kann. Dazu ist es notwendig, daß jede einzelne Sprechstelle die Position einer Hauptstelle einnehmen kann. Alle Sprechstellen müssen also vom elektrischen Aufbau her identisch sein und über Verstärker, Umschalter zum Hören bzw. Sprechen, Elemente der Schallaufnahme bzw. -wiedergabe sowie eine Steuerlektronik zum Herstellen der Verbindung zu anderen Sprechstellen verfügen. Die Wechselsprechanlage ist so ausgelegt, daß zusätzlich noch ein zweites NF-Signal, das z. B. einem Rundfunkgerät entnommen wird, übertragen werden kann.

2. Schaltung und Funktion

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan der Wechselsprechanlage für 4 Sprechstellen. Prinzipiell kann die Anlage auf eine unbegrenzte Anzahl von Sprechstellen erweitert werden. Nachteilig ist jedoch, daß mehradrige Zuleitungen gebraucht werden. An einer Sprechstelle enden 2 Adern Betriebsspannung, je eine Ader für jede angeschlossene Gegensprechstelle und eine weitere Ader zur Übertragung eines zusätzlichen NF-Signals. Zur Weiterleitung des zusätzlichen Signals ist es zweckmäßig, dieses erst über einen Verstärker nach Bild 3 der Anlage anzupassen. Die Stromversorgung der gesamten Anlage ist zentral angeordnet und kann z. B. durch einen Akkumulator, den ein kleines Netzteil nachlädt, gesichert werden. Die Betriebsspannung liegt ständig an jeder Sprechstelle an. Sie sollte etwa 12 bis 14 V betragen.

Bild 2 zeigt die Schaltung für eine Sprechstelle. Der Verstärker (Bild 3) entspricht der Standardschaltung [1] und kann mit einem Bastel-IC R 211 D sehr kostengünstig aufgebaut werden. Der ständige Lastwiderstand sollte etwa 15 Ω betragen und mit 0,25 W belastbar sein.

Zur Herstellung einer Wechselsprechverbindung werden die Gegensprechstelle sowie die eigene Sprechstelle mit dem entsprechenden Schalter Sa, Sb oder Sc eingeschaltet. Dabei fließt über die zugehörige Entkopplendiode (D3 bis D5) der Basisstrom des Schalttransistors, der die Stromversorgung des Verstärkers gewährleistet. Da der Lautsprecher über die Sprechstelle in Ruhelage an den Ausgang des Verstärkers angeschlossen ist, wirkt dieser als Endverstärker, so daß ein von der Gegensprechstelle kommendes Signal gehört werden kann. Drückt man die Sprech-taste, so liegt der Lautsprecher am Verstärkereingang und arbei-

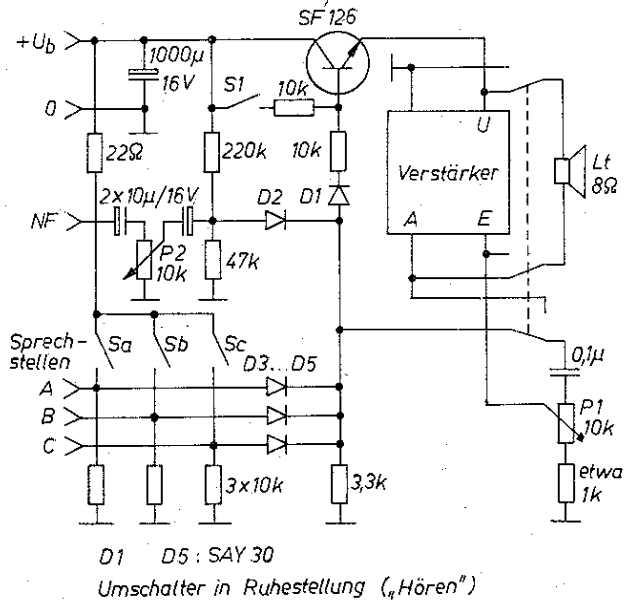


Bild 2 Stromlaufplan einer Sprechstelle

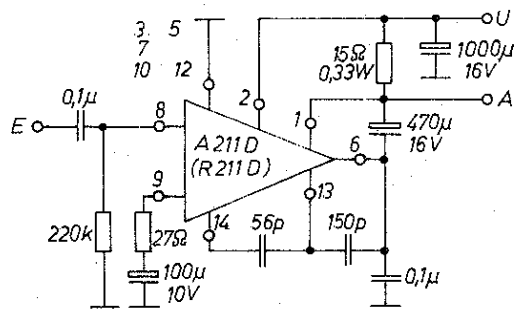


Bild 3 NF-Verstärker zu Bild 2

tet als Mikrofon. Das vorverstärkte Signal wird am Lastwiderstand des Verstärkers abgegriffen und über die Entkopplendiode der Gegensprechstelle zugeführt. Da niederohmig übertragen wird, eignet sich für die Verbindungsleitungen ungeschirmtes Kabel.

Die Lautstärke läßt sich jeweils an der hörenden Sprechstelle mit P1 einstellen. Damit sie nie zu 0 wird (die Anlage wäre dann wirkungslos), ist zwischen P1 und Masse ein Widerstand von etwa 1 kΩ vorgesehen, der das Lautstärkeminimum bestimmt.

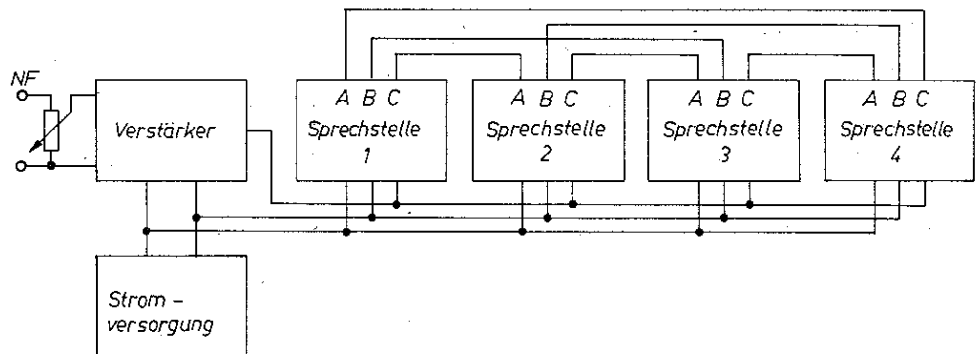


Bild 1
 Übersichtsschaltplan
 einer Wechsel-
 sprechanlage für
 4 Sprechstellen

Wie schon erwähnt, besteht die Möglichkeit der Übertragung eines zusätzlichen NF-Signals. Dazu werden alle NF-Anschlüsse der einzelnen Sprechstellen zu einer gemeinsamen Leitung, die an einen Verstärker mit niederohmigem Ausgang angeschlossen wird, zusammengeschaltet. Ist bei anliegendem NF-Signal S1 geschlossen, so fließt über den Schalttransistor der Betriebsstrom für den Endverstärker der Sprechstelle. Das NF-Signal gelangt über P2, die leitende Diode D2 sowie über P1 zum Verstärkereingang. Mit P2 kann jede beliebige Lautstärke zwischen 0 und einem Maximum eingestellt werden. Zweckmäßig sollten P1 und P2 als Tandempotentiometer ausgelegt sein. Erhält in diesem Betriebszustand die Sprechstelle von einer Gegensprechstelle einen Anruf, so wird die Katode von D2 positiv. Die dadurch gesperrte Diode D2 schaltet dann das zusätzliche Signal ab und sichert auf diese Weise die Vorrangigkeit des Wechselsprechverkehrs.

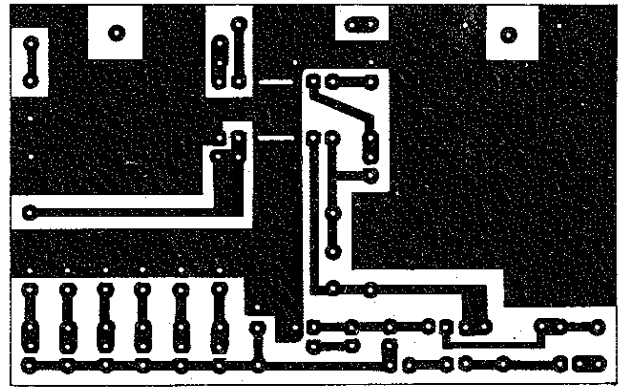


Bild 4 Leiterbild einer Sprechstelle nach Bild 2 und Bild 3, jedoch für den Anschluß bis zu 6 Stellen

3. Betriebseigenschaften

Im Ruhezustand sind die Verstärker abgeschaltet. Dadurch ist der Energiebedarf der Anlage sehr gering. Außerdem sind durch das Abschalten »Belastigungen«, wie Verstärkerrauschen, Knacken und andere Störgeräusche, die über die Zuleitungen aufgenommen werden, ausgeschlossen.

Zur Erhöhung der Betriebszuverlässigkeit trägt die auf ein Minimum reduzierte Anzahl von Schaltkontakten bei, wodurch gleichzeitig die Schaltgeräusche vermindert werden.

Da jede Sprechstelle eine Sprechaste enthält, ist das Abhören von Sprechstellen ausgeschlossen. Das Mithören von Signalen zweier korrespondierender Sprechstellen durch eine dritte ist jedoch möglich, wenn diese die Verbindung zu einer der beiden anderen Sprechstellen herstellt. Daraus leitet sich die Möglichkeit von Rundgesprächen ab. Eine Sprechstelle kann also von mehreren Teilnehmern gehört werden und umgekehrt. Bei Rundgesprächen ergibt sich allerdings ein leichter Lautstärkeabfall, der auf das dann veränderte Leitverhalten der Entkoppeldioden zurückzuführen ist.

4. Praktischer Aufbau

Bild 4 zeigt das Leiterbild einer Leiterplatte für eine Sprechstelle. Es können bis zu 6 weitere Sprechstellen angeschlossen werden.

Bild 5 gibt Auskunft über Bestückung und Außenbeschaltung der Leiterplatte. Aus Platzgründen müssen für die Elektrolytkondensatoren 100 μ F/10 V und 10 μ F/16 V stehende Ausführungen verwendet werden. Außerdem sind einige Widerstände (Baugröße 3 \times 11) zu stellen.

Die Zuleitungen werden zweckmäßig über *Zeibina*-Steckleisten an die Sprechstelle angeschlossen. Benutzt man für alle Sprechstellen eine einheitliche Anschlußbelegung, so lassen sich die Sprechstellen zur Erprobung oder im Störfall leicht von den Zuleitungen trennen und gegebenenfalls austauschen.

Für die Schalter Sa, Sb, usw. können z. B. Kippschalter oder *Simeto*-Schalter verwendet werden. Als Sprechaste ist ein Umschalter mit geeigneter Kontaktanordnung und selbsttätigem Rückgang in die Ruhelage vorzusehen (nichtstrastende Taste). Der Eingang des Verstärkers ist hochohmig. Es empfiehlt sich daher, die Verbindung zwischen ihm und dem Schleifer von P1 bzw. der Sprechaste mit abgeschirmtem Kabel vorzunehmen.

Als Lautsprecher wurde bei der Erprobung der Anlage der Typ LP 553-8 (8 Ω /2 VA) verwendet. Beim Einbau der Sprechstelle in ein Gehäuse ist darauf zu achten, daß der Lautsprecher auch nach hinten frei, also nicht in ein kompaktes Gehäuse, eingebaut wird. Je größer die Gehäusedämpfung, desto schlechter die akustischen Eigenschaften bei Verwendung als Mikrofon.

Literatur

- [1] Schubert, K. H.: Integrierte Schaltkreise aus der DDR-Produktion, Elektronisches Jahrbuch (1977), Seite 94 bis 97, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1976

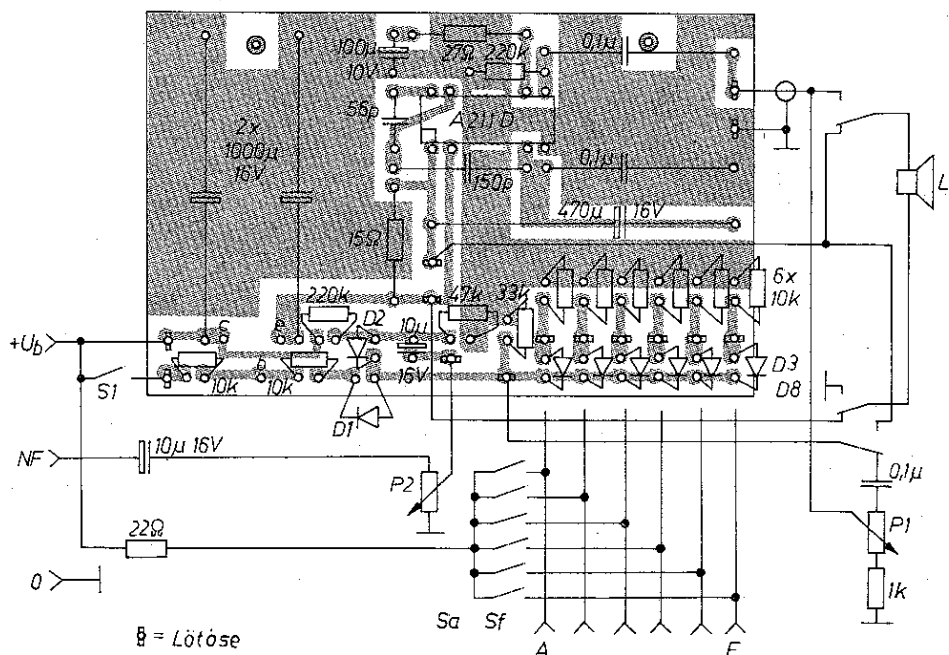


Bild 5 Bestückung der Leiterplatte und äußere Beschaltung



Anwendungsbeispiele mit den Operationsverstärkern
 MAA 741 und MAA 748 (Blatt 1)

1. Einleitung

Die Operationsverstärker *MAA 741* und *MAA 748* werden von dem ČSSR-Unternehmen TESLA produziert und sind auf Grund ihrer Kenndaten als universell einsetzbare Operationsverstärker charakterisiert. Beide Verstärker (Bild 1 zeigt die Anschlußbelegungen der Schaltkreise) sind mit den internationalen Operationsverstärkern, deren Typbezeichnung die Zahlenkombination 741 bzw. 748 enthält, anschluß- und funktionskompatibel. Tabelle 1 und Tabelle 2 nennen die Grenz- und die Kenndaten der Bausteine *MAA 741* und *MAA 748*. Beide Typen unterscheiden sich im wesentlichen dadurch, daß der *MAA 741* mit einem integrierten Kondensator so frequenzkompensiert wurde, daß sich der in Bild 2 aufgezeichnete Frequenzgang der Leerlaufspannungsverstärkung ergibt. Da die Verstärkung mit einer Steilheit von 20 dB/Frequenzdekade absinkt, arbeitet der Operationsverstärker *MAA 741* auch dann noch stabil und ohne Schwingneigung, wenn die Anwenderschaltung eine vollständige Gegenkopplung, also eine Spannungsverstärkung der gegengekoppelten Schaltung von $v'_u = 1$ bzw. $v'_u = -1$, verlangt. Die interne Frequenzkompensation hat aber den Nachteil, daß die Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals maximal den Wert $S = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ erreichen kann. Dieser Wert – er ist doppelt so groß wie bei dem mit vergleichbarer Frequenzkompensation betriebenen Baustein *A 109* – schränkt die Ausgangsaussteuerungsfähigkeit des *MAA 741* schon im NF-Gebiet erheblich ein. Bild 3 zeigt den Zusammenhang zwischen der maximal möglichen unverzerrten Ausgangsamplitude einer sinusförmigen Spannung und ihrer Frequenz.

Tabelle 1 Grenzwerte der Operationsverstärker *MAA 741* und *MAA 748*

Grenzwerte	MAA 741	MAA 741C	MAA 748	MAA 748C	
Betriebsspannung U_{CC}	$\pm 3 \dots \pm 22$	$\pm 3 \dots \pm 18$			V
Differential-Eingangsspannung U_{ID}	± 30	± 30			V
Eingangsspannung U_1	± 15	± 15			V
Spannung zwischen Anschlüssen (nur <i>MAA 741</i> , <i>MAA 741C</i>)					
Nr 1 und 4 $U_{1/4}$	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$			V
Nr 5 und 4 $U_{5/4}$	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$			V
Gesamtverlustleistung ² P_{tot}	500	500			mW
Betriebstemperatur ϑ_a	-55 ... +125	0 ... +70			°C
Lagerungstemperatur ϑ_{stg}	-65 ... +155	-65 ... +155			°C

¹ Für Speisespannungen unter $\pm 15 \text{ V}$ kann die maximale Eingangsspannung gleich Betriebsspannung sein.
² Ausgangskurzschluß (gegen Erde oder gegen Betriebsspannung) ist nicht zeitlich begrenzt, bei *MAA 741*, *MAA 748* für $\vartheta_c \leq 125 \text{ °C}$, bei *MAA 741C*, *MAA 748C* für $\vartheta_c \leq 70 \text{ °C}$

f bleibt unverzerrt, solange für den Spitze-Spitze-Wert u_a der Signalamplitude die nachstehende Beziehung gilt:

$$u_a \frac{S}{\pi f} \quad (1)$$

Im Gegensatz zum Operationsverstärker *A 109* verfügen die Bausteine *MAA 741* und *MAA 748* über eine Abgleichmöglichkeit der unvermeidbaren Offsetspannung. Bild 5 zeigt einige Varianten für den Anschluß der externen Abgleichpotentiometer.

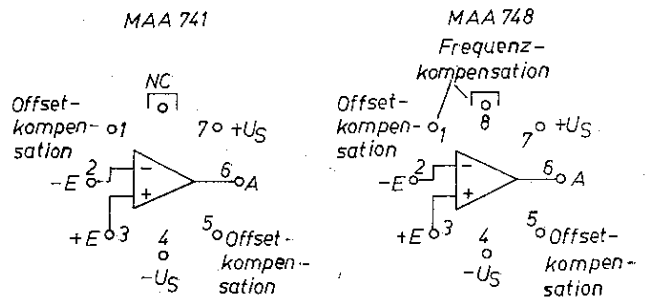


Bild 1 Anschlußbelegungen der Operationsverstärker *MAA 741* und *MAA 748*

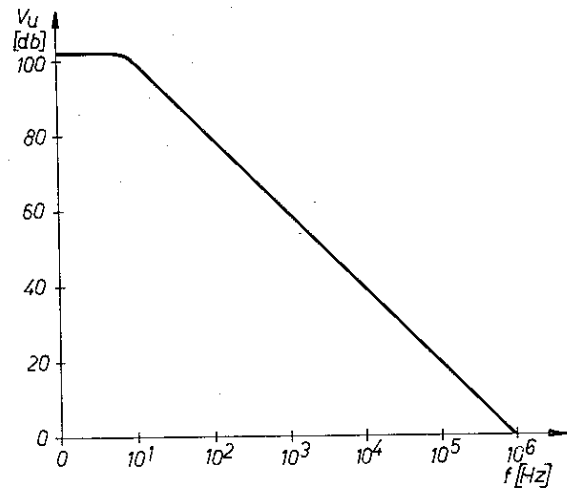


Bild 2 Frequenzgang der Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers *MAA 741*

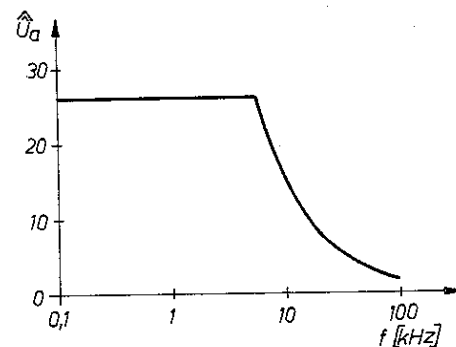


Bild 3 Ausgangsaussteuerungsfähigkeit des Operationsverstärkers *MAA 741* in Abhängigkeit von der Frequenz

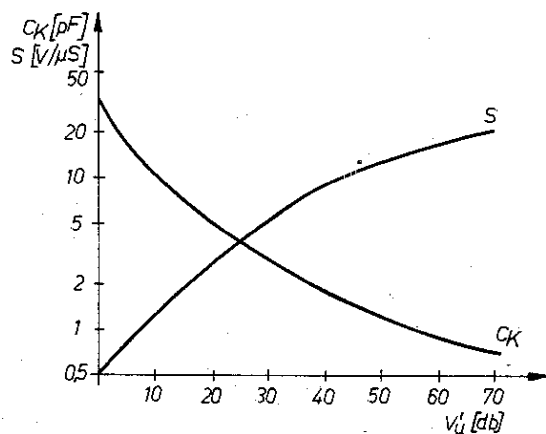


Bild 4 Abhängigkeit der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit S und der Kompensationskapazität C_K von der Verstärkung des gegengekoppelten Operationsverstärkers

Nachteilig ist, daß beim *MAA 748* in dieser Schaltung sehr hochohmige Potentiometer bzw. Widerstände erforderlich sind. Die Kurzbeschreibung der Operationsverstärker *MAA 741* und *MAA 748* soll mit einigen Hinweisen auf die Gleichspannungsdaten enden, die oft Ursache dafür sind, daß Schaltbeispiele, die mit Operationsverstärkern der Typen *MAA 741* und *MAA 748* realisiert wurden, nicht die Verwendung der Typen *A 109* oder *B 109* zulassen. Als erstes ist der Bereich der Speisespannung zu nennen. Der Operationsverstärker *A 109* darf minimal mit Speisespannungen von $\pm U_s = 9\text{ V}$ betrieben werden. Dagegen sind bei den Bauelementen *MAA 741* und *MAA 748* noch Speisespannungen bis herunter zu $\pm U_s = 3\text{ V}$ erlaubt. Ebenso liegen die zulässigen Gleichtakt- und Differenzeingangsspannungen erheblich höher als bei den Typen *A 109* und *B 109*. Betreibt man den *MAA 741* oder *MAA 748* mit Speisespannungen, die gleich oder kleiner als $\pm U_s = 15\text{ V}$ sind, so dürfen die Eingänge der Operationsverstärker auf jedem beliebigen Spannungswert liegen, solange dieser kleiner als $\pm U_s$ ist. Schließlich begrenzt eine interne Schaltung die Ausgangsströme *MAA 741* und *MAA 748* vertragen deshalb auch einen dauernden Kurzschluß des Ausgangs nach Masse oder nach einer der beiden Speisespannungen.

Tabelle 2
Kennwerte der Operationsverstärker *MAA 741* und *MAA 748*

Kenndaten	$C_c = 0$		$C_c = 30\text{ pF}$				
	<i>MAA 741</i>	<i>MAA 748</i>	<i>MAA 741C</i>	<i>MAA 748C</i>			
Gültig bei $U_{CC} = \pm 15\text{ V}$ (wenn nicht anders angegeben)		$\theta_a = +25\text{ }^\circ\text{C}$		$\theta_a = +25\text{ }^\circ\text{C}$			
Eingangsspannungs-Unsymmetrie							
$R_z \leq 10\text{ k}\Omega$	<i>MAA 741</i>	U_{IO}	1,5	< 5	2	< 6	mV
	<i>MAA 748</i>	U_{IO}	1,5	< 5	2	< 6	mV
Eingangsstrom-Unsymmetrie							
Eingangsruhestrom		I_{IO}	10	< 200	10	< 200	nA
Eingangswiderstand		I_{IB}	80	< 500	80	< 500	nA
		R_{ISE}	3	> 0,3	3	> 0,3	M Ω
Leerlauf-Spannungsverstärkung							
$R_z \geq 2\text{ k}\Omega$, $U_O = \pm 10\text{ V}$	<i>MAA 741</i>	A_u	150000	> 50000	130000	> 20000	
$R_z \geq 2\text{ k}\Omega$, $U_O = \pm 10\text{ V}$	<i>MAA 748</i>	A_u	130000	> 50000	120000	> 20000	
Betriebsstrom							
Leistungsaufnahme		I_{CC}	1,3	< 2,8	1,3	< 2,8	mA
		P	40	< 85	40	< 85	mW
Ausgangs-Spitzenspannung							
$U_{CC} = 22\text{ V}$, $R_z \geq 2\text{ k}\Omega$		$U_{OPP\text{ max}}$	± 20	> ± 17	-	-	V
$U_{CC} = 18\text{ V}$, $R_z \geq 2\text{ k}\Omega$		$U_{OPP\text{ max}}$	-	-	± 16	> ± 13	V
Kenndaten für Information:							
Ausgangs-Kurzschlußstrom		I_{OS}	± 25		± 25		mA
Ausgangswiderstand		R_O	60		60		Ω
$f = 1\text{ kHz}$		C_I	2,8		2,8		pF
Bereich für Spannungssymmetrie-Ausgleich							
	<i>MAA 741</i>		± 13		± 13		mV
	<i>MAA 748</i>		± 20		± 20		mV
Anstiegszeit							
$U_I = 20\text{ mV}$, $R_z = 2\text{ k}\Omega$							
$C_z \leq 100\text{ pF}$, $A_u = 1$	<i>MAA 741</i>	t_r	0,35		0,35		μs
$C_c = 3,5\text{ pF}$, $A_u = 1$	<i>MAA 748</i>	t_r	0,2		0,2		μs
Überschwingen							
$U_I = 20\text{ mV}$, $A_u = 1$, $R_z = 2\text{ k}\Omega$							
$C_z = 100\text{ pF}$	<i>MAA 748</i>		2		2		%
Flankensteilheit							
$A_u = 1$, $R_z \geq 2\text{ k}\Omega$	<i>MAA 741</i>	S	0,5		0,5		V/ μs
$A_u = 1$, $C_c = 30\text{ pF}$	<i>MAA 748</i>	S	0,5		0,5		V/ μs
$A_u = 10$, $C_c = 3,5\text{ pF}$	<i>MAA 748</i>	S	6,0		6,0		V/ μs
Mittlerer Temperaturkoeffizient der Eingangsspannungs-Unsymmetrie¹							
	<i>MAA 741</i>	U_{IO}	10		10		$\mu\text{V/K}$
	<i>MAA 748</i>	U_{IO}	5		5		$\mu\text{V/K}$
Mittlerer Temperaturkoeffizient der Eingangsstrom-Unsymmetrie¹							
	<i>MAA 741</i>	I_{IO}	160		160		pA/K
	<i>MAA 748</i>	I_{IO}	80		80		pA/K

¹ Gültig in Betriebstemperaturbereich



Anwendungsbeispiele mit den Operationsverstärkern
MAA 741 und MAA 748 (Blatt 2)

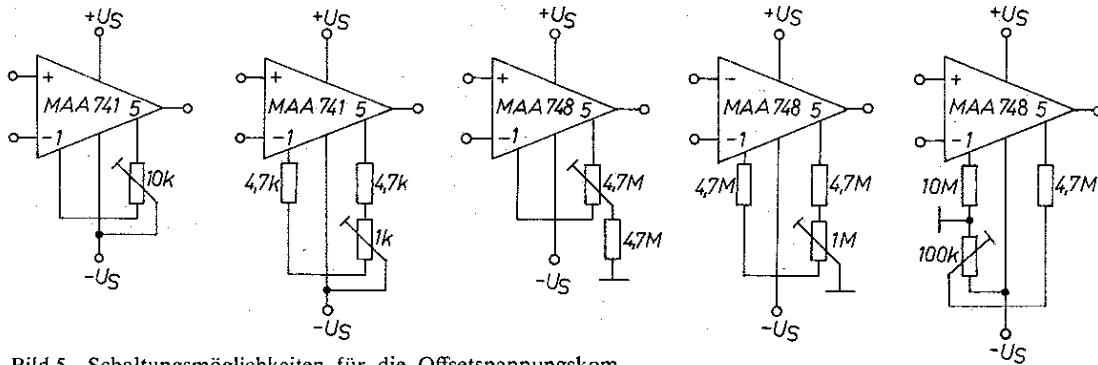


Bild 5 Schaltungsmöglichkeiten für die Offsetspannungskompensation der Operationsverstärker MAA 741 und MAA 748

Aus den nahezu unerschöpflichen Anwendungsmöglichkeiten der Operationsverstärker MAA 741 und MAA 748 sollen nun einige Anwendungsmöglichkeiten kurz vorgestellt werden. Die Beschreibung der einzelnen Schaltbeispiele wurde dabei bewußt kurz gehalten, um eine möglichst große Anzahl von Applikationen im vorgegebenen Rahmen angeben zu können

2 Aktiver Klangsteller

Bild 6 zeigt den Stromlaufplan eines aktiven Klangstellers, in dem trotz Einsatzes von Potentiometern mit linearer Kennlinie eine weitgehend ideale Einstellcharakteristik erreicht wird. Der Spannungsfrequenzgang ist linear, wenn sich die beiden Potentiometer in ihrer Mittelstellung befinden. Die Verstärkung der Schaltung beträgt dann $v_u' = 1$. Die angegebene Dimensionierung erlaubt bei den Eckfrequenzen ($f_u = 30$ Hz und $f_o = 30$ kHz) eine Anhebung oder Absenkung des Pegels um ± 22 dB. Damit auch bei der maximalen Anhebung der hohen Frequenzen Signale dieser Art noch verzerrungsfrei übertragen werden, sollte die Eingangsspannung nicht größer als $u_{e,eff} = 0,1$ V sein. Außerdem ist eine niederohmige Quelle erforderlich (klein gegen 10 k Ω).

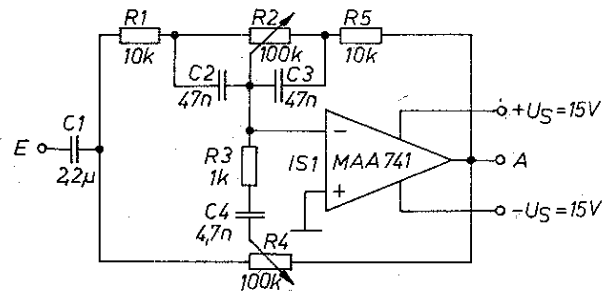


Bild 6 Klangsteller mit $v_u' = 1$ bei linearem Frequenzgang

3. Hochpaßfilter (Rumpelfilter)

Das in Bild 7 dargestellte Hochpaßfilter kann z. B. als Rumpelfilter genutzt werden. Die Grenzfrequenz dieses Filters lag bei $f_g = 40$ Hz. Im Übertragungsbereich hat das Hochpaßfilter eine Spannungsverstärkung von $v_u' = 1$. Unterhalb der Grenzfrequenz sinkt die Verstärkung mit einer Steilheit von 40 dB/Frequenzdekade ab

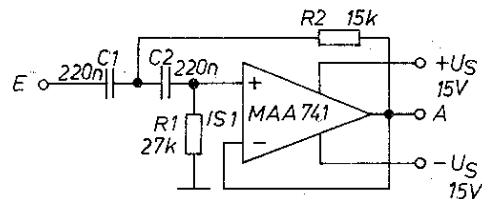


Bild 7 Rumpelfilter

4. Tiefpaßfilter (Rauschfilter)

Das in Bild 8 aufgezeichnete Tiefpaßfilter läßt sich z. B. als Rauschfilter einsetzen. Mit den eingetragenen Bauelementwerten liegt die obere Grenzfrequenz bei $f_g = 7$ kHz. Die Spannungsverstärkung beträgt im Übertragungsbereich $v_u' = 1$. Oberhalb von f_g sinkt die Verstärkung mit einer Steilheit von 40 dB/Frequenzdekade ab

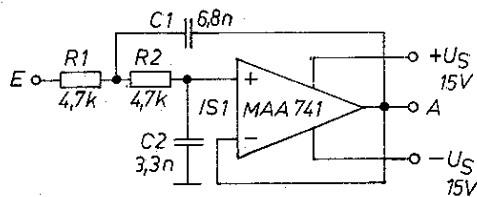


Bild 8 Rauschfilter

5 NF-Verstärker (nichtinvertierend)

Bild 9 zeigt den Stromlaufplan eines nichtinvertierenden NF-Verstärkers mit einer Spannungsverstärkung von $v_u' = 10$. Der Verstärker arbeitet mit nur einer positiven Speisespannung und weist auf Grund des mitgeführten Verbindungspunkts der Widerstände R1 bis R3 einen sehr hohen Eingangswiderstand auf.

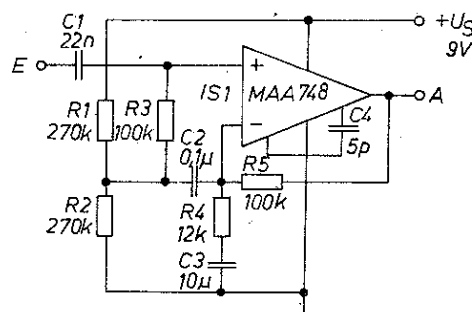


Bild 9 Nichtinvertierender NF-Verstärker

6 NF-Verstärker (invertierend)

Einen invertierenden Spannungsverstärker stellt der Stromlaufplan in Bild 10 dar. Die Spannungsverstärkung beträgt $v_u' = 10$. Den Eingangswiderstand legt die Größe des Widerstands R_3 fest.

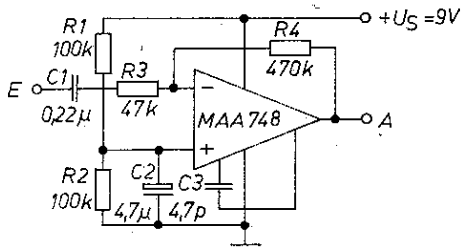


Bild 10 Invertierender NF-Verstärker

7. Spannungsstabilisierung

Sehr vorteilhaft können die Operationsverstärker MAA 741 und MAA 748 in elektronischen Spannungsstabilisatoren eingesetzt werden. Der Stromlaufplan in Bild 11 ist ein Beispiel dafür. Diese Stabilisierungsschaltung liefert einen maximalen Laststrom von $I_L = 250$ mA. Die stabilisierte Ausgangsspannung kann mit dem Potentiometer P1 von $U_a = 0$ V bis $U_a = 20$ V verändert werden. Für U_a gilt die Gleichung:

$$U_a = \frac{U_{ZD2} P1}{R5 + R6} \quad (2)$$

In Gl. (2) steht U_{ZD2} für die Z-Spannung der als Referenzspannungsgenerator verwendeten Z-Diode D2, die von T1 mit einem von der negativen Eingangsspannung $-U_e$ weitgehend unabhängigen Konstantstrom versorgt wird. Der Transistor T2 bewirkt eine Begrenzung des Kollektorstroms des Transistors T3, wenn der Ausgang des Stabilisators kurzgeschlossen wird. In diesem Fall steigt die Spannung über den Widerstand R4 so lange an, bis sie gleich der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T2 ist. Dieser leitet und übernimmt den Steuerstrom, der normalerweise zur Basis des Längstransistors T3 fließt.

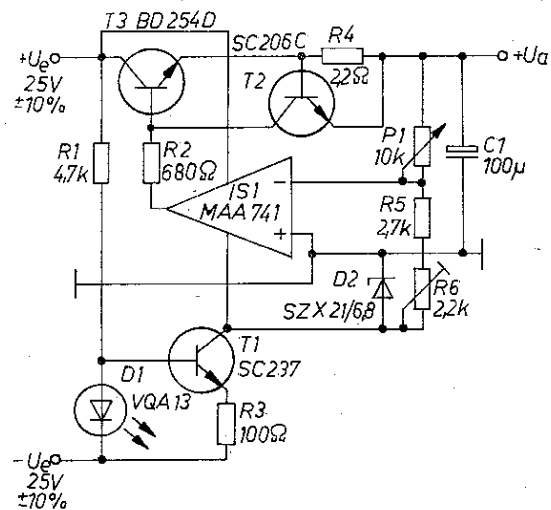


Bild 11 Elektronische Stabilisierungsschaltung

8. Bipolare Spannungsquellen

Für die Stromversorgung von Schaltungen mit Operationsverstärkern werden oft bipolare Speisespannungsquellen benötigt, die 2 stabilisierte Spannungen mit gegensätzlicher Polarität liefern können. Eine mögliche Lösung stellt der Stromlaufplan in Bild 12 dar. Der Festspannungsregler MA 7812 bewirkt die Stabilisierung der positiven Speisespannung. Die unstabilisierte negative Eingangsspannung liegt am Kollektor des Transistors

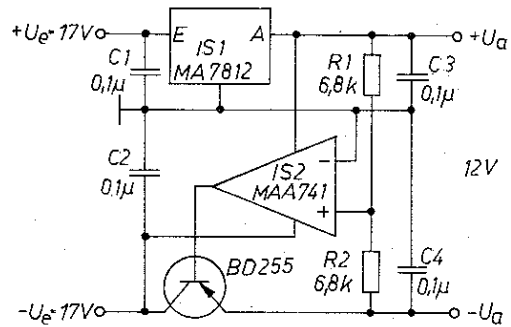


Bild 12 Stabilisierungsschaltung für positive und negative Ausgangsspannung

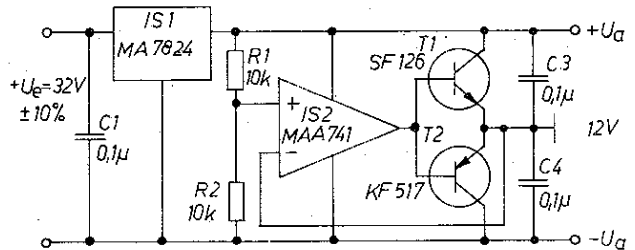


Bild 13 Stabilisierungsschaltung für positive und negative Ausgangsspannung

T1, der zusammen mit dem Operationsverstärker IS2 als invertierender Spannungsverstärker betrieben wird. Die Größe der stabilisierten negativen Ausgangsspannung $-U_{a2}$ erhält man mit der nachstehenden Gleichung:

$$-U_{a2} = \frac{U_{a1} R2}{R1} \quad (3)$$

Bild 13 zeigt eine weitere Möglichkeit für eine bipolare Speisespannungsquelle. Der Spannungsregler IS1 liefert hier eine stabilisierte Spannung, deren Größe gleich der Summe der Beträge der beiden Einzelspannungen ist. Die komplementären Transistoren T1 und T2 bilden zusammen mit dem Operationsverstärker IS2 einen Spannungsfollower, der als elektronischer Spannungsteiler wirkt. Der Ausgang des Spannungsfollowers ist dann der Massepunkt der an den Stabilisierungsteil anzuschließenden Schaltung. Die beiden Ausgangsspannungen entsprechen den Spannungsabfällen über den Widerständen R1 und R2.

9. Festspannungsregler mit veränderbarer Ausgangsspannung

Manchmal möchte man einen vorhandenen integrierten Festspannungsregler in einer Stabilisierungsschaltung nutzen, deren stabilisierte Ausgangsspannung vom vorgegebenen Wert des Spannungsreglers abweicht. Ist die geforderte Ausgangsspannung des Stabilisierungsteils größer als die des Spannungsreglers, dann kann für diese Aufgabe der in Bild 14 gezeigte Stromlaufplan verwendet werden. Der Operationsverstärker

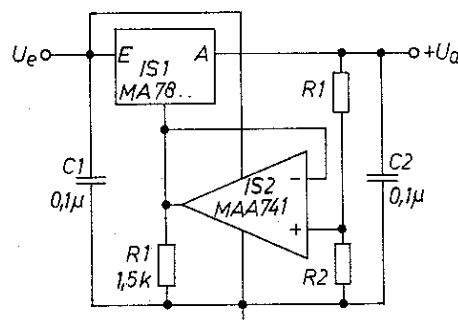


Bild 14 Stabilisierungsschaltung mit Festspannungsregler



Anwendungsbeispiele mit den Operationsverstärkern
MAA 741 und MAA 748 (Blatt 3)

wird direkt von der Speisespannung des Spannungsreglers versorgt. Auf Grund der Ausgangsstufe des Operationsverstärkers MAA 741 erreicht die Ausgangsspannung von IS2 keine geringeren positiven Werte als etwa 1,5 bis 2 V. Deshalb ist die niedrigste mit dieser Schaltung mögliche Ausgangsspannung um etwa 2 V größer als der Spannungswert des Festspannungsreglers. Für U_a gilt die Gleichung

$$U_a = U_{IS1} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (4)$$

U_{IS1} steht für die Nennspannung des benutzten Festspannungsreglers. Zu beachten ist, daß die Eingangsspannungen nicht größer als die für IS1 und IS2 zulässigen Grenzwerte sein dürfen.

10. Sinusgenerator für eine Festfrequenz

Der in Bild 15 vorgestellte Sinusgenerator erzeugt eine Sinusspannung, deren Amplitude sich mit dem Widerstand $R4$ zwischen $u_a = 0,5$ V und $u_a = 5$ V verändern läßt. Mit den eingezeichneten Bauelementen betrug die am Muster gemessene Frequenz $f_a = 1$ kHz. Für $R3 = R6 = R$ und $C1 = C2 = C$ folgt die Arbeitsfrequenz der Beziehung

$$f_a = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5)$$

Der Generator enthält als frequenzbestimmendes Element eine Wien-Robinson-Brücke. Damit der Generator sicher anschwingt, muß die Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung etwas größer als $v_u = 3$ sein. Diese Forderung erfüllt man durch das entsprechende Einstellen des Potentiometers $R5$, das so lange verändert wird, bis der Generator sicher anschwingt. Das Potentiometer $R4$ ist dabei auf seinen größtmöglichen Wert einzustellen. Anschließend vermindert man den wirksamen Wert von $R4$ so weit, daß sich die gewünschte sinusförmige Ausgangsamplitude einstellt. Die nichtlinearen Kennlinien der beiden Dioden $D1$ und $D2$ bewirken bei zunehmender Ausgangsamplitude eine

Bild 15
Sinusgenerator
für eine Festfrequenz

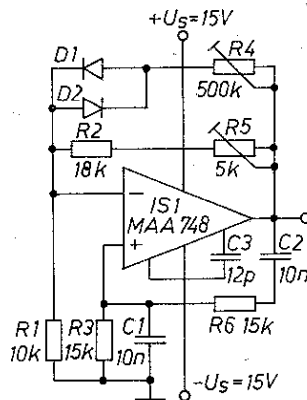
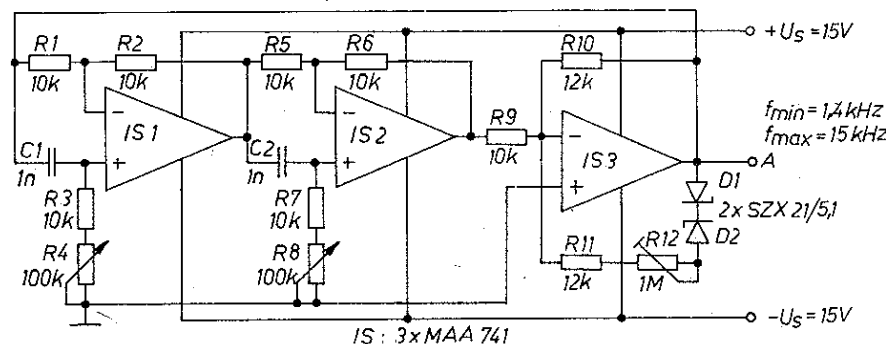


Bild 16
Durchstimmbarer
Sinusgenerator



Verringerung der Verstärkung v' , so daß sich eine amplitudenstabile Ausgangsspannung ergibt. Ein sorgfältiger Abgleich der beiden Einstellpotentiometer ermöglicht Klirrfaktoren kleiner als 1 %.

11. Durchstimmbarer Sinusgenerator

Für einen frequenzmäßig durchstimmbaren Generator ist der in Bild 15 vorgestellte Sinusgenerator weniger geeignet, weil an die Regelschaltung zur Nachführung der Verstärkung v' große Anforderungen zu stellen sind, wenn das dann für $R3$ und $R6$ erforderliche Tandempotentiometer nicht weitgehend ideale Gleichlauf Eigenschaften aufweist. Als brauchbar hat sich für durchstimmbare Oszillatoren die in Bild 16 angegebene Schaltung erwiesen. Die beiden Operationsverstärker IS1 und IS2 stellen eine Sonderform des Differenzverstärkers dar und wirken als Allpaßphasenschieber. Die Spannungsverstärkung der beiden Phasenschieber beträgt bei der gezeigten Dimensionierung $v'_u = 1$. Für die Frequenz des Generators gilt die Gleichung

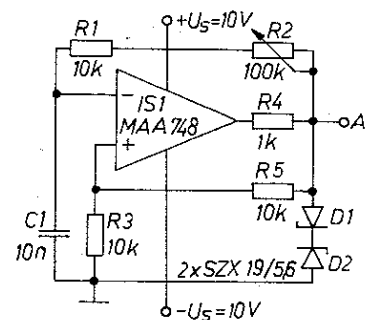
$$f_a = \frac{1}{2\pi \sqrt{C1 C2 (R3 + R4) (R7 + R8)}} \quad (6)$$

Bei dieser Frequenz haben die beiden Phasenschieber eine Phasendrehung von jeweils 90° . Die Phasendrehung des dritten Operationsverstärkers beträgt 180° , so daß die Phasenbedingung für ein Anschwingen des Generators erfüllt ist. Zum sicheren Anschwingen muß die Verstärkung von IS3 zunächst etwas größer als $v'_u = 1$ sein. Die Werte für $R9$ und $R10$ sichern diese Vorschrift. Nach dem Anschwingen steigt die Ausgangsamplitude von IS3 so lange an, bis die beiden in Reihe liegenden Z-Dioden zu leiten beginnen. Sie bilden zusammen mit den Widerständen $R11$ und $R12$ einen Nebenschluß zu $R10$, so daß die Verstärkung v'_u von IS3 etwas absinkt. Der Spitzenwert der Ausgangsamplitude ist gleich der Summe aus der Z-Spannung plus der Flußspannung der beiden identischen Z-Dioden.

12. Impulsgenerator

Mit Operationsverstärkern können leicht einfache Impulsgeneratoren verwirklicht werden, die sich durch eine gute Frequenzstabilität auszeichnen. Bild 17 zeigt ein typisches Beispiel. Dieser Generator liefert eine weitgehend symmetrische Rechteckspannung, deren Frequenz nur sehr gering von der Speisespannung und von der Umgebungstemperatur abhängig ist. Der Operationsverstärker bildet mit den Bauelementen $R3$, $R4$, $R5$, $D1$ und $D2$ einen Schmitt-Trigger, dessen Ein- bzw. Ausschaltspannung durch die Dioden $D1$ und $D2$ stabilisiert wird. $R1$ und $R2$ sowie $C1$ erweitern den Schmitt-Trigger zu einem Impulsgenerator. Solange die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers

Bild 17 Impulsgenerator



positiv ist, lädt der über $R1$ und $R2$ fließende Strom den Kondensator $C1$ auf eine positive Spannung auf. Mit dem Erreichen der positiven Einschaltspannung kippt der Trigger in seine zweite Lage um. $C1$ wird dann entladen und so lange in negativer Richtung aufgeladen, bis der Trigger in die ursprüngliche Lage zurückschaltet. Für die Frequenz des Generators gilt mit guter Genauigkeit die folgende Gleichung:

$$f_a = \frac{1}{2C1(R1 + R2) \ln(1 + 2R3/R5)} \quad (7)$$

13. Dreieck- und Rechteckgenerator

Bild 18 zeigt den Stromlaufplan eines Generators, der gleichzeitig eine Dreieck- und eine Rechteckspannung liefern kann. In dieser Schaltung arbeitet IS1 als Stromtrigger; IS2 wirkt als Integrator. Bei positiver Spannung am Ausgang A1 des Triggers fließt durch $P1$ und $R5$ ein vom Wert dieser Widerstände und von der Spannung an A1 abhängiger konstanter Strom in den Summationspunkt des Integrators IS2. Durch $C1$ muß deshalb ein gleich großer Strom wie durch $P1$ bzw. $R5$, aber mit entgegengesetztem Vorzeichen, fließen. Dieser konstante Strom bewirkt ein zeitlineares Absinken der Spannung am Ausgang A2 des Integrators. In dem Moment, in dem die Spannung an A2 die negative Ausschaltspannung des Triggers erreicht, schaltet dieser an seinem Ausgang auf negative Spannung um. Sofort wechselt die Stromrichtung durch die Bauelemente $P1$ und $R5$ bzw. $C1$, und die Spannung am Integratorausgang bewegt sich nun zeitlinear so lange in positiver Richtung, bis sie gleich der positiven Einschaltspannung des Triggers ist. Das Ergebnis dieser Vorgänge sind eine symmetrische Dreieckspannung am Ausgang A2 und eine ebenfalls symmetrische Rechteckspannung am Ausgang A1. Für die Frequenz dieser beiden Spannungen gilt die Gleichung

$$f_a = \frac{R3}{(P1 + R5) 4C1R1} \quad (8)$$

14. Spannungsgesteuerter Generator

Bei der Generatorschaltung nach Bild 18 wird die Frequenz mit einem Potentiometer eingestellt. Bild 19 zeigt einen Generator, bei dem die Frequenz einer Steuerspannung proportional ist. Die Steuerspannung sollte niederohmig zur Verfügung stehen und

darf sich zwischen den beiden Endwerten $+U_{St} = 0,1 \text{ V}$ und $+U_{St} = 10 \text{ V}$ bewegen. Bei der dargestellten Dimensionierung liefert der Generator symmetrische Dreieck- und Rechteckspannungen. Zur Funktionsbeschreibung soll zunächst angenommen werden, daß der als Schalter benutzte Transistor T1 gesperrt ist. Die Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers IS2 ist dann negativ. In diesem Schaltzustand liegt am nichtinvertierenden Eingang des Integrators IS1 ein Bruchteil der positiven Eingangsspannung. In den Summationspunkt des Integrators fließt ein positiver Eingangsstrom, der ein Absinken der Ausgangsspannung des Integrators in negativer Richtung bewirkt. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators die im negativen Spannungsbereich liegende Ausschaltspannung des Triggers, so kippt dieser, und der Transistor T1 wird leitend. Die Dimensionierung der Widerstände $R1$ bis $R5$ bedingt daraufhin das Wechseln der Richtung des in den Summationspunkt des Integrators fließenden Stromes. Die Ausgangsspannung von IS1 wird deshalb in nun positiver Richtung zeitlinear so lange ansteigen, bis die im positiven Spannungsbereich liegende Einschaltspannung des Schmitt-Triggers erreicht ist. Für die Frequenz f_a gilt die Gleichung

$$f_a = \frac{U_{St}}{4R1C1U_{Hys}} \quad (9)$$

In dieser Beziehung steht U_{Hys} für die Hysterese des Schmitt-Triggers. Bei der Dimensionierung des Widerstandsnetzwerks $R1$ bis $R5$ sind die nachstehenden Vorschriften zu erfüllen:

$$R2 = R3, \quad (10)$$

$$2(R4 + R5 + R_{T1\text{ein}}) = R1. \quad (11)$$

In Gl. (1) steht $R_{T1\text{ein}}$ für den Widerstand des eingeschalteten Transistors T1.

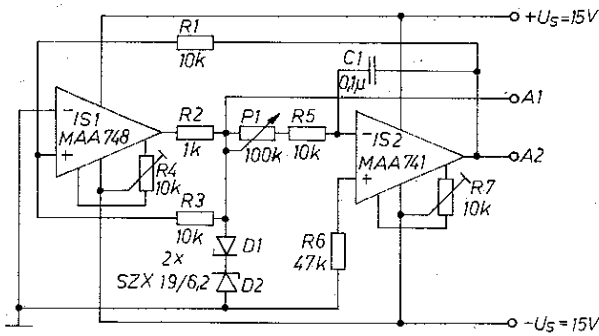


Bild 18 Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen

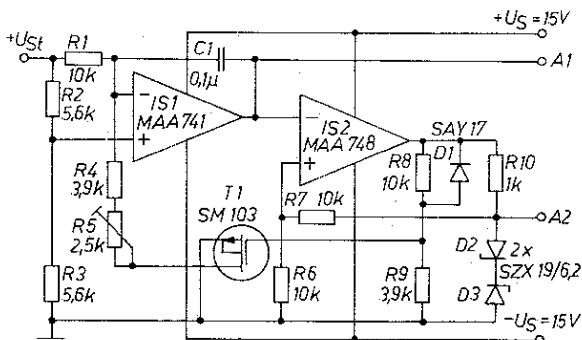


Bild 19 Spannungsgesteuerter Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen



Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente
 mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 1)

1. Einleitung

Die ersten polyphonen vollelektronischen Tasteninstrumente wurden mit Elektronenröhren aufgebaut. Die Instrumente hatten trotz Anwendung von Sparschaltungen, wie Mehrfachausnutzung der Generatoren und anderer röhrenbestückter Baugruppen, große Abmessungen und eine erhebliche Masse.

Instrumente mit reichhaltiger Ausstattung und zahlreichen Klangeffekten konnten als Portable erst hergestellt werden, als dafür Transistoren und andere Halbleiterbauelemente zur Verfügung standen. Durch die Weiterentwicklung der Mikroelektronik ist es heute möglich, vor allem Baugruppen, die trotz Transistorbestückung noch materialintensiv ausfallen, mit integrierten Schaltkreisen kleiner und leichter aufzubauen. Nicht nur Volumen und Masse der Instrumente konnten weiter verringert werden, es wurde sogar Platz für den zusätzlichen Einbau von Effektklang-Baugruppen u. a. gewonnen. Außerdem verbesserten sich Stabilität und Zuverlässigkeit der musikelektronischen Erzeugnisse.

International und in der DDR sind vorwiegend die Tongeneratorsätze mit integrierten Schaltkreisen bestückt. Vereinzelt findet man auch Tasteninstrumente, die in der Verharfung und Ton-tastung sowie in Filter-, Verstärker- und Klangeffektschaltungen IS aufweisen.

2. Schaltungsprinzipien IS-bestückter Tongeneratorsätze

2.1. Teilintegrierte Generatorsätze

Kennzeichnend für teilintegrierte Generatorsätze sind die 12 IS-bestückten Frequenzteilerkaskaden, denen jeweils ein mit einzelnen Transistoren aufgebauter Muttergenerator vorangestellt ist.

Bild 1 zeigt das Schaltungsprinzip eines solchen Tongeneratorsatzes. Nach diesem Schema sind z. B. die Generatorsätze der Tasteninstrumente ET 3 und ET 6-1 aus dem VEB Klingenthaler Harmonikwerke aufgebaut.

Bild 2 gibt als Schaltungsbeispiel den Stromlaufplan des Tongeneratorsatzes TG 8/4 des elektronischen Tasteninstrumentes ET 6-1 wieder.

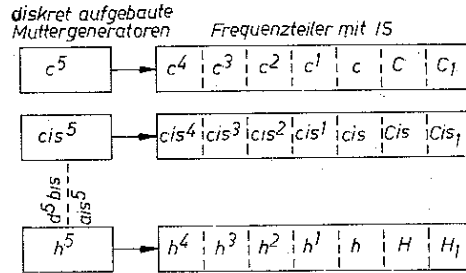
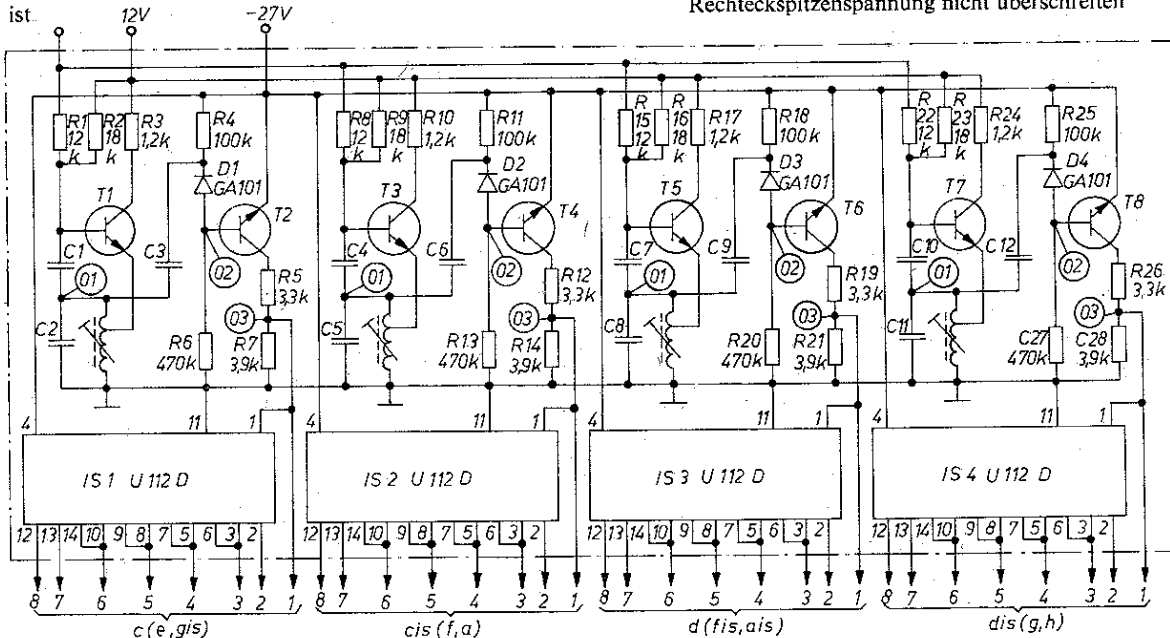


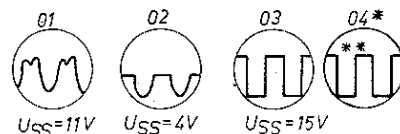
Bild 1 Übersichtsschaltung eines Tongeneratorsatzes mit integrierten Frequenzteilern

Bild 2 Stromlaufplan eines Generatorsatzes mit IS in den Frequenzteilerstufen

** Die Spitzenspannung kann Werte zwischen 10 und 17 V annehmen. Innerhalb eines Instruments bewegt sich diese jedoch in einer der drei Gruppen, in denen sie um nicht mehr als 4 V schwankt. Bei Austausch eines U112D ist dieser durch ein Exemplar der entsprechenden Gruppe zu ersetzen. Eventuell auftretende Treppenspannungen dürfen 15% der Rechteckspitzenspannung nicht überschreiten.



Ton	c	cis	d	dis	e	f	fis	g	gis	a	ais	h
C2	22n				16n				16n			
C5		18n				14n			14n			
C8			16n				12n				12n	
C11				14n				10,5n				10,5n
C1, C4, C7, C10	43n			39n			27n					
	23 050 00 519 Bv			23 050 00 539 Bv			23 050 00 579 Bv					
	schwarz			rot			gelb					



T1, T3, T5 T7: B 101 B 150
 T2, T4, T6, T8: SS 200 B=45

Spannungen gemessen gegen Masse mit Instrument 20 kΩ/V

Meßbereich: Spannung
 50 V U > 10V
 2,5V U ≈ 2,5V

Der gesamte Generatorsatz *TG 8/3* des *ET 6-1* ist auf 3 Leiterplatten untergebracht. Nur die Muttergeneratoren, von denen sich je 4 Stück auf einer Leiterplatte befinden, weisen Unterschiede in der Bestückung auf (s. Tabelle im Bild). Die jedem Muttergenerator (Steueroszillator) nachgeschaltete Trennstufe sowie der ihr folgende *IS U 122 D* (ein 7stufiger binärer Frequenzteiler) sind bei allen 12 Kaskaden entsprechend den 12 Halbtönen der temperierten Stimmung gleichartig geschaltet.

Als Muttergenerator wirkt eine temperaturkompensierte induktive Dreipunktschaltung. *R2* und *R3* bestimmen den Arbeitspunkt. Über *R1* wird die Vibrato-Wechselspannung eingekoppelt. Das Signal des Muttergenerators gelangt über *C3* und *D1* zur Trennstufe *T2*. Durch die negativen Amplituden des Steuergenerators wird *T2* periodisch gesperrt, so daß am Ausgang eine rechteckähnliche Tonfrequenzspannung als höchster Ton der Generatorkaskade zur Verfügung steht. Mit dieser Tonfrequenzspannung wird auch die erste Teilerstufe des nachgeschalteten *IS 1 (U 122 D)* getriggert. Dieser enthält 3 voneinander unabhängige Teilerstufen mit getrennten Ein- und Ausgängen und 4 weitere Teilerstufen ($4_1, 4_2, 5_1, 5_2$), die paarweise zu 2 Teilerkombinationen (je 1 Eingang und 2 Ausgänge) für auf 2:1 und 4:1 geteilte Signale zusammengefaßt sind (s. Verdrahtung der *IS* entsprechend Bild 2).

Die Teilerstufen eines jeden *IS* sind zu einer Teilerkette geschaltet. Jede Teilerstufe liefert ein Rechtecksignal mit der halben Frequenz der vorgeschalteten Stufe. Somit erhält man von den 8 Ausgängen jeder Kaskade 8 zueinander im Oktavverhältnis stehende Tonfrequenzen.

In anderen Ländern hergestellte Standardinstrumente sind in der Regel ebenfalls mit integrierten Frequenzteilern ausgestattet. Es kommen beispielsweise folgende *IS* zum Einsatz:

- AY-1-5050* (7stufiger Frequenzteiler, General Instruments);
- AY-1-6722* (8stufiger Frequenzteiler, General Instruments);
- MM 5554, MM 5823, M 5824* (6stufiger Frequenzteiler, National Semiconductor);
- SAI 110, SAI 180, SAI 210, SAI 410* (7stufiger Frequenzteiler von Valvo, IIT bzw. Thomson - CSF bzw. SGS - ATEs bzw. Siemens)

Die für ein Instrument erforderlichen 12 Muttergeneratoren müssen nicht unbedingt in diskreter Schaltungstechnik ausgeführt werden. Nach Bild 3 läßt sich dafür z. B. der *IS TCA 430-N* (IIT) verwenden. Er enthält 4 Einzelgeneratoren, so daß für ein Instrument nur 3 dieser Schaltkreise erforderlich sind. Am Schaltungsprinzip nach Bild 1 hat sich damit grundsätzlich nichts geändert, jedoch werden die Tonfrequenzen jetzt durchgängig mit *IS* erzeugt, so daß man von einem vollintegrierten Tongeneratorsatz sprechen kann.

Die 12 von den *TCA 430-N* gebildeten Generatoren sind wie diskret aufgebaute Generatoren einzeln stimmbar. Der *TCA 430-N* ist thermisch ausreichend stabil, so daß die Temperaturdrift der Mutteroszillatoren vor allem von den extern angeschlossenen frequenzbestimmenden Bauelementen abhängt. Es ist also eine Verstimmung der Töne untereinander grundsätzlich möglich. Das freie Schwingen dieser mit *IS* aufgebauten 12 Muttergeneratoren ist aber klanglich günstig (Ausbildung des Chorfekts).

2.2. Tongeneratorsätze mit integrierten Oktaverzeugern (Masterteilern)

Nach Bild 4 werden die 12 Töne der obersten Oktave von nur einem im MHz-Bereich schwingenden Muttergenerator (Taktoszillator) aus mit speziellen *IS* (Oktaverzeuger, Masterteiler) gewonnen. Die tiefer liegenden Oktavtöne stammen aus Frequenzteilerkaskaden gemäß Abschnitt 2.1.

Mehrere Instrumente aus der DDR (z. B. *E-Piano, ET 3-2 MR* u. a.) sind bereits mit Generatorsätzen der erläuterten Art ausgerüstet. Bild 5 zeigt den Stromlaufplan des Tongenerators *TG 8/12/2* (VEB Klingenthaler Harmonikwerke).

Infolge des hohen Integrationsgrads konnte der Tongeneratorsatz auf einer Leiterplatte einschließlich des diskret aufgebauten Taktoszillators untergebracht werden. Der Tongeneratorsatz besteht im wesentlichen aus den Funktionsgruppen Taktoszillator, Oktaverzeuger und Frequenzteilerkaskaden. Die Betriebsspannung (Leiterplattenanschluß) beträgt -27 V .

D3 schützt die Schaltkreise gegen Falschpolung. Die für die Funktionsgruppen erforderlichen Spannungen werden aus der U_B von -27 V abgeleitet.

Die Taktfrequenz des Taktoszillators liegt im HF-Bereich. Es handelt sich um eine kapazitive Dreipunktschaltung. Die Taktoszillatorfrequenz von $2,12608\text{ MHz}$ gelangt zum Oktaverzeuger (*IS MM 5556 N* und *MM 5555 N*). Der Frequenzfeinabgleich wird mit *C3*, der Grobabgleich mit *L1* vorgenommen. $C2 = 100\text{ pF}$ (*N 470*) kompensiert den Temperaturgang des Oszillators.

Die Wechselspannung vom Vibratogenerator zur Erzeugung eines Frequenzvibratos wird über *R1* und *C6* eingekoppelt. *C4* verhindert ein Verschleppen der HF-Spannung des Taktoszillators in andere Baugruppen des Instruments und trägt gleichzeitig zur Verringerung der Störstrahlung bei. Am Kollektor des *T1* wird eine verzerrte HF-Spannung mit ausreichender Flankensteilheit zur Aussteuerung des Oktaverzeugers abgenommen. Der *IS MM 5555 N* erzeugt die Halbtöne g^5 bis c^6 und c^5 ; der *IS MM 5556* liefert die Töne cis^5 bis fis^5 (temperierte Stimmung).

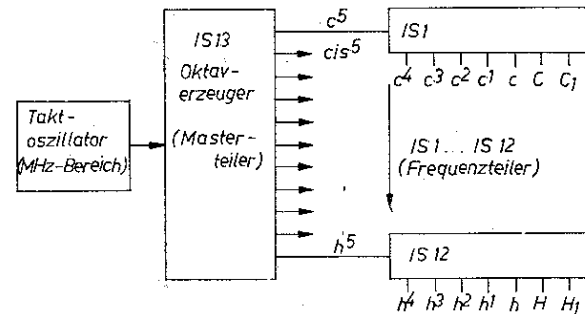


Bild 4 Tongeneratorsatz mit Taktgenerator, *IS*-Master- und *IS*-Frequenzteilerstufen (Übersichtsdarstellung)

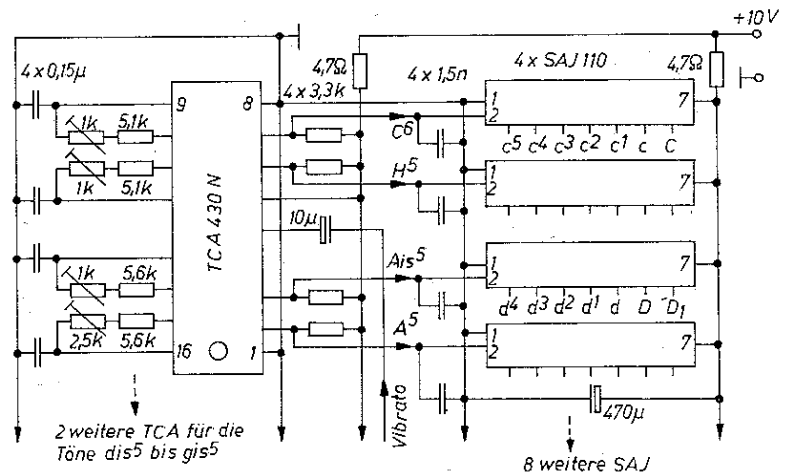


Bild 3 Tongeneratorsatz mit *IS* in den Muttergeneratoren und Frequenzteilerstufen (Sp)



Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente
 mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 2)

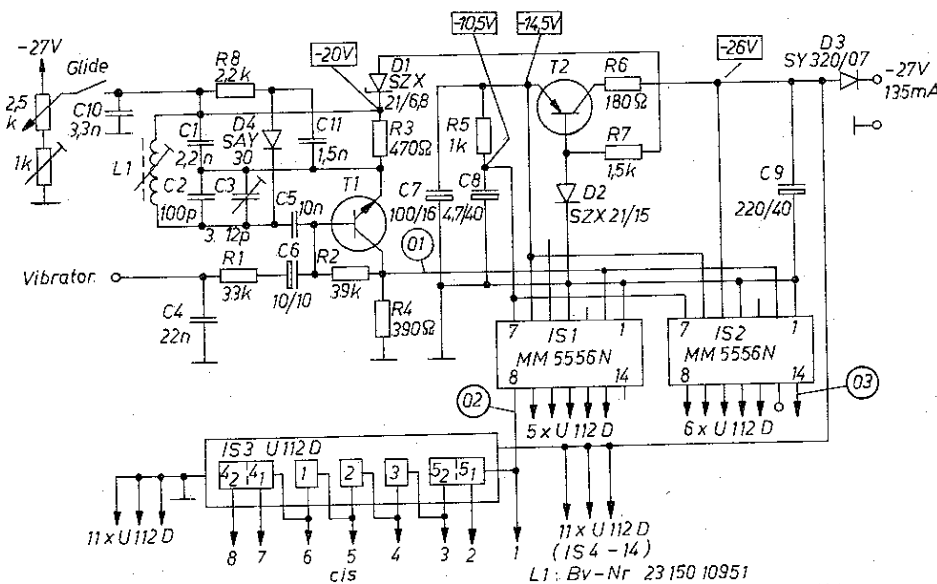


Bild 5
 Stromlaufplan des
 Tongeneratorsatzes
 nach Bild 4

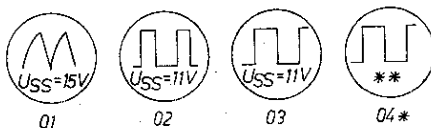
* Oszillogramm gilt für
 Teilerausgänge 2 bis 8 aller Töne

** Die Spitzenspannung kann
 Werte zwischen 10 und 17 V
 annehmen. Innerhalb eines
 Instruments bewegt sich
 diese jedoch in einer der drei
 Gruppen, in denen sie um
 nicht mehr als 4 V schwankt.
 Bei Austausch eines U 112 D
 ist dieser durch ein Exemplar
 der entsprechenden Gruppe
 zu ersetzen. Eventuell
 auftretende Treppenspan-
 nungen dürfen 15% der
 Rechteckspitzenspannung
 nicht überschreiten

Anschl. Nr.	U 112 D	MM 5555 N	MM 5556 N
1	e5	Masse	Masse
2	a5 ₁	Triggereingang	Triggereingang
3	a5 ₂	—	—
4	-UB ₁ (-27V)	Masse	Masse
5	a3	-27V	-27V
6	e3	-15V	-15V
7	e2	-10,5V	-10,5V
8	a2	g ⁵	cis ⁵
9	e1	gis ⁵	d ⁵
10	a1	a ⁵	dis ⁵
11	Masse	a ⁵	e ⁵
12	a4 ₂	f ⁵	f ⁵
13	a4 ₁	c ⁶	fis ⁵
14	e4	c ⁵	—

L1: Bv-Nr. 23 150 10951
 C2: Keramik Kondensator 100pF N 470

Spannungen mit Instrument 20kΩ/V
 gegen Masse gemessen
 50V U ≈ 10V
 25V U ≈ 2,5V



*) Oszillogramm gilt für Teilerausgänge
 2 bis 8 aller Töne

Der Oktaverzeuger benötigt 3 Betriebsspannungen: U₁ = -27 V wird hinter D3 abgegriffen; U₂ = -15 V gewinnt man über R6 und T2, sie wird mit D2 stabilisiert; U₃ = -10 V. über R5 von U₂ abgegriffen, bestimmt die Größe der Ausgangssignale. Diese stehen als Tonfrequenzen für die höchste Oktave zur Verfügung und triggern gleichzeitig die Frequenzteilerschaltkreise zur Erzeugung der tieferen Oktavtöne.

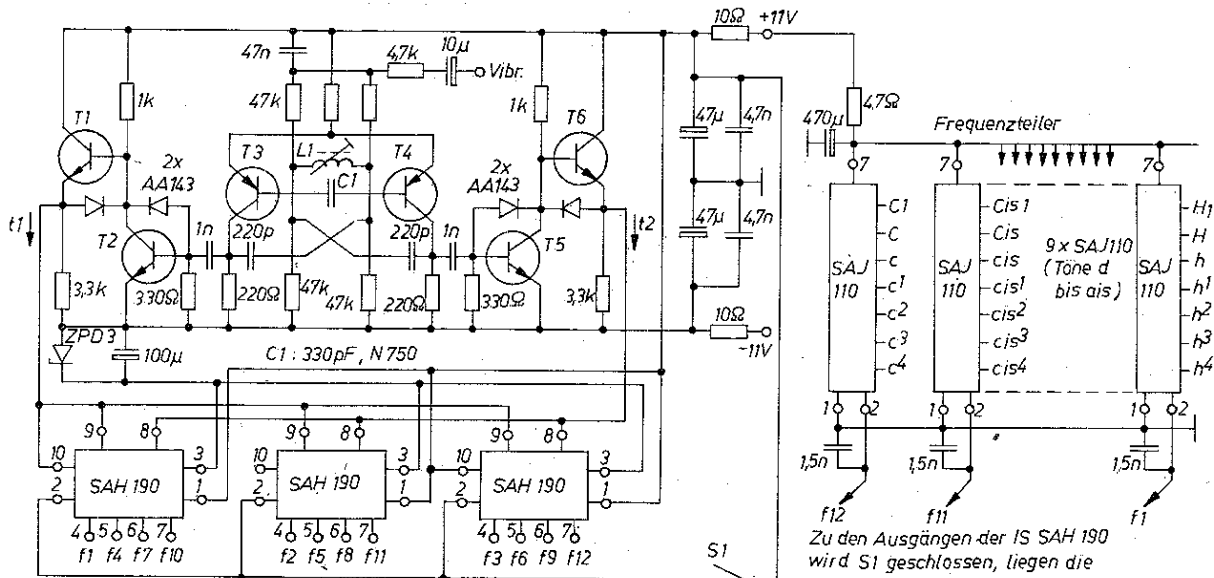
Die Schaltung der Frequenzteiler mit den Schaltkreisen U 112 D wurde bereits in Abschnitt 2 1 erläutert

Im Ausland werden für Oktavteiler (Masteroszillatoren) z. B. IS gemäß Tabelle produziert.

Bild 6 zeigt einen Generatorsatz mit Schaltkreisen der Typen SAH 190 und SA1 140 (ITT) Als Taktgenerator muß ein Zweiphasenoszillator eingesetzt werden, der 2 nichtüberlappte Taktimpulse abgibt (Amplitude -20V). Die beiden Pulse dürfen sich höchstens im Bereich von 0 bis -3 V überlappen, und die Dauer der negativen Impulsdächer darf 0,2 µs nicht unterschreiten. Zum LC-Oszillator gehört noch eine Schaltung zur Impulsfor-

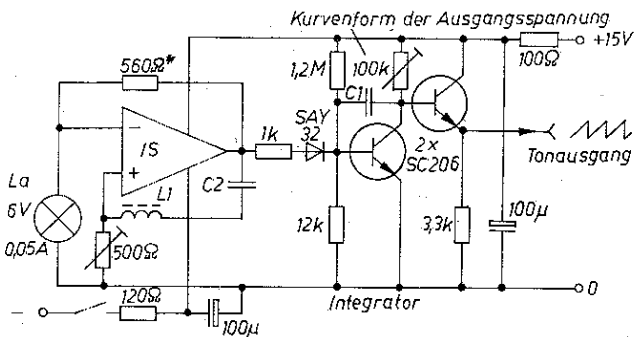
Tabelle
 Masterszillator-Schaltkreise

Typ	Eingangsfrequenz- bereich	Bezeichnung	Hersteller
AY-1-0212	0,25 · 1,5 MHz	MOS master tone generator	General Instruments
AY-1-0212 A	0,25 · 2,5 MHz	MOS master tone generator	General Instruments
ESM 169 C (SFF 5009)	0,1 · 2,5 MHz	12-tone-generator	Thomson - CSF
M 081	0,05 · 3 MHz	Note-generator	SGS - ATEs
M 082	0,05 · 3 MHz	Note-generator	SGS - ATEs
MK 50240 P	0,1 · 2,5 MHz	MOS top oktave frequency generator	Mostek
MK 50241 P	0,1 · 2,5 MHz		Mostek
MK 50242 P	0,1 · 2,5 MHz		Mostek
MM 5832 mit MM 5833	0,007 · 2,1 MHz	MOS top oktave frequency generator	National Semiconductor
SAA 1030	0,05 · 5 MHz	Zwölfongenerator für elektronische Orgeln	ITT



T1,2,5,6: BC172B
T3,4: BC252B

Bild 6
Tongeneratorsatz
mit IS SAH 190 und
IS SAJ 110 (ITT)



Kurvenform der Ausgangsspannung

C1: für Ton C1 $\approx 56\text{ nF}$
für Ton h5 $\approx 270\text{ pF}$
C2: für Ton C1 $\approx 8,2\text{ }\mu\text{F}$
(keine Elektrolyt-C)
für Ton h5 $\approx 3,3\text{ nF}$
L1: Spule auf Schalenkern
(2000...8000 Wdg Cui
je nach Tonhöhe und
Schalenkern bemessen
und erproben)
IS: TBA 221
(Auch $\mu\text{A} 741$ bzw. A109)
La: zur Temperaturkom-
pensation

Bild 7
Sägezahn-Einzelton-
generator mit
Operationsverstärker

mung (Versteigerung der Impulsflanken auf 50 bis 80 ns). Die Versorgungsspannung ist zu stabilisieren. Die 12 höchsten Töne entstehen in 3 IS SAH 190. Die tieferen Töne werden durch Frequenzteilung (12 IS SAJ 110) gewonnen. Eine besonders gute Frequenzstabilität ergibt sich, wenn der Taktoszillator quarzstabilisiert wird.

Da ein Generatorsatz mit Masterteilern phasenstarr synchronisierte Tonfrequenzen liefert, kann sich der klanglich wertvolle Chorefekt nicht gut ausbilden. In Konzertinstrumenten baut man daher kaum Masterteiler, sondern Einzeltongeneratoren, mindestens aber Generatorsätze nach Abschnitt 2.1. mit 12 frei schwingenden Muttergeneratoren ein. Mit einem Phasenmodulator (z. B. Phaser 80 aus der Produktion der DDR) läßt sich der Klang besonders von Instrumenten, die mit Masterteilern arbeiten, beleben.

2.3. IS in Einzelgeneratoren

Einzelgeneratoren und andere Baugruppen elektronischer Musikinstrumente können mit Operationsverstärkern bestückt werden. Bild 7 zeigt als Beispiel den Schaltungsvorschlag für einen Sägezahn-Einzeltongenerator mit dem TBA 221 A. Derartige Schaltungen lassen sich auch mit ähnlichen IS, wie A 741 oder A 109, aufbauen.

3. Integrierte Schaltungen in der Verharfung und Tontastung elektronischer Musikinstrumente

Die meisten Tasteninstrumente und elektronische Orgeln sind noch mit mechanischen Tastenkontakten ausgerüstet. Da bei größeren Instrumenten je Taste bis zu 10 und mehr Umschaltkontakte notwendig sind, gibt es Bestrebungen, die mechani-

schen Kontakte durch elektronische Bauelemente bzw. Schaltungen zu ersetzen. Wirtschaftlicher als der Einsatz einzelner Dioden- oder Transistorstufen, besonders hinsichtlich des Platzbedarfs und des Schaltungsaufwands, ist die Verwendung spezieller integrierter Gatterschaltungen. Eine derartige Lösung hat sich bei industriellen Erzeugnissen bis jetzt noch nicht allgemein durchgesetzt. Es zeichnet sich jedoch ab, daß mit dem Angebot geeigneter IS die Vielzahl mechanischer Kontakte in elektronischen Orgeln u. a. stark verringert werden wird. Es gibt bereits Schaltungsbeispiele für die Anwendung elektronischer Tastenkontakte mit dem Orgelgatter TBA 470 (ITT). Bild 8 zeigt eine Schaltungsvariante, die sich an die häufig angewendete Anordnung mechanischer Tastenkontakte anlehnt. Jede Taste erfordert nur noch einen einfachen mechanischen Kontakt zur Steuerung der Gatterschaltung, der zusammen mit den Signaleingängen jeweils an einem Emittiereingang des TBA 470 angeschlossen ist. Zum besseren Verständnis wurde in Bild 8 die Innenschaltung des IS mitgezeichnet.

4. Integrierte Schaltungen in Effekt- und Vorverstärkerbaugruppen (Anwendungsbeispiele)

Auf Grund seiner günstigen Daten und der Möglichkeit, seine Verstärkung in einfacher Weise durch Gegenkopplung einzustellen, läßt sich vor allem der Operationsverstärker neben anderen IS vielseitig in Baugruppen elektronischer Musikinstrumente einsetzen. Dennoch sind Einbaubeispiele in Instrumenten der in- und ausländischen Serienproduktion noch relativ selten zu finden (Allerdings gibt es nur wenige Informationen über schaltungstechnische Einzelheiten industrieller Erzeugnisse.) Die folgenden Schaltungen können nicht direkt zu Standardlösungen gezählt werden; sie zeigen nur praktische Anwendungsbeispiele von IS in unterschiedlichen Baugruppen elektronischer Orgeln u. a.



Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente
mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 3)

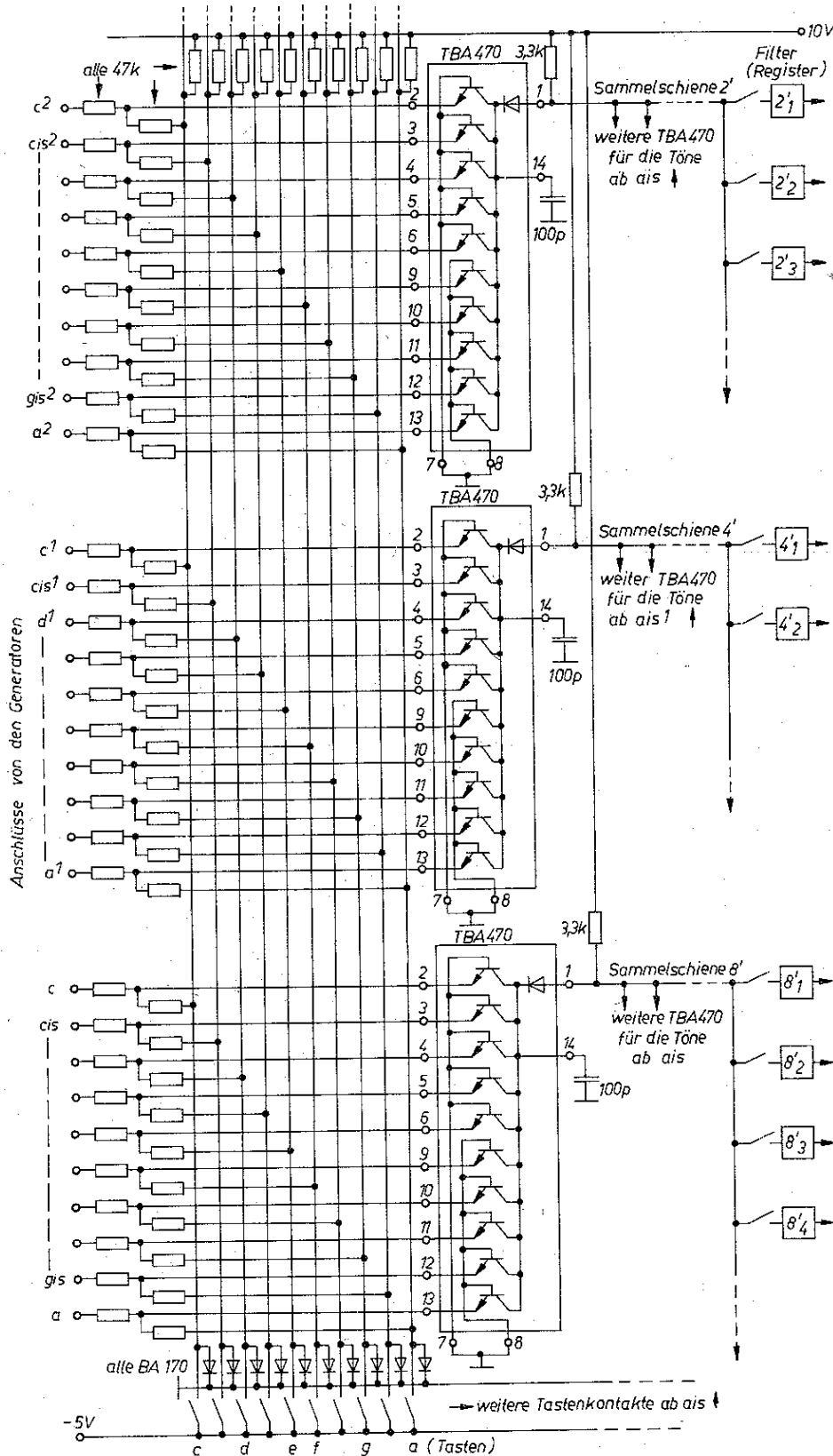


Bild 8
IS TBA 470 (ITT) in
den Gatterschaltungen
elektronischer
Orgeln

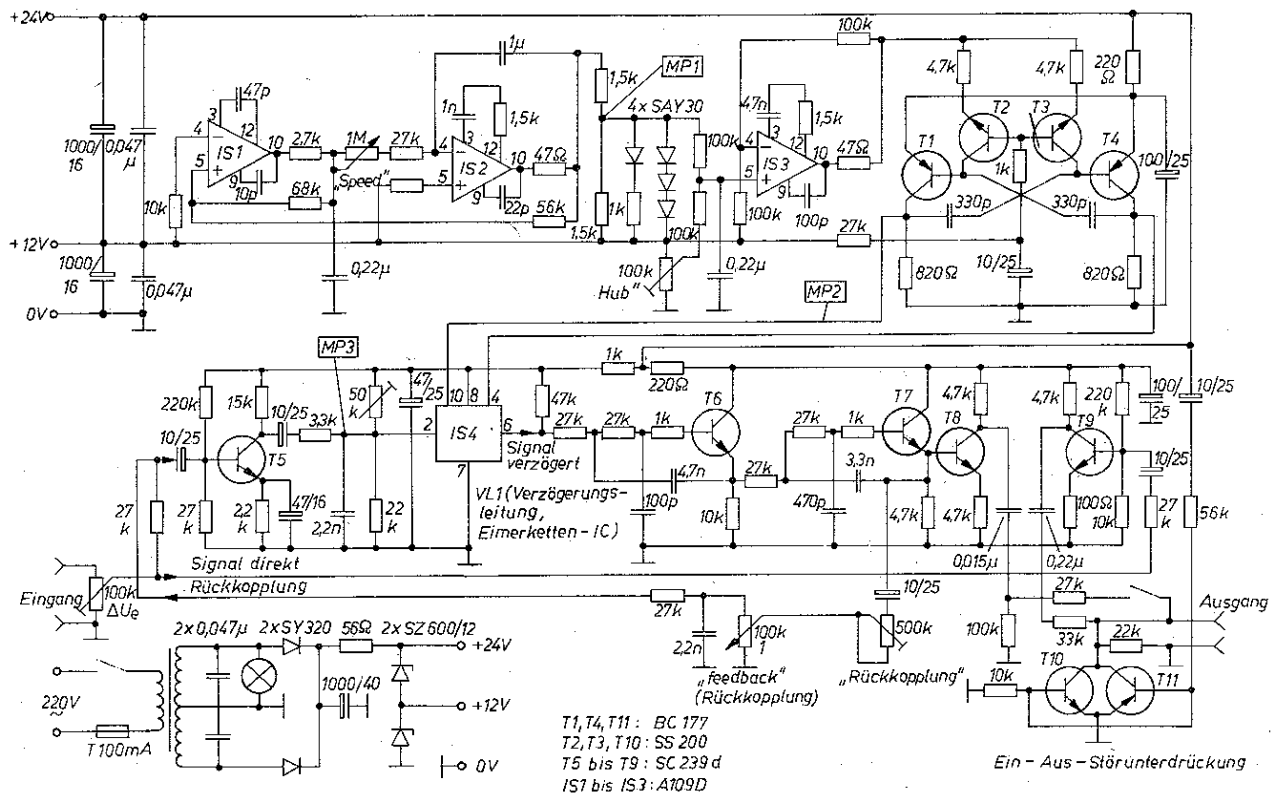


Bild 9 Operationsverstärker in einem Phasenmodulatorbaustein

Die Operationsverstärker IS1 und IS2 bilden einen Dreiecksgenerator zur Erzeugung der Modulationsfrequenz (Tief-tongenerator, IS1 als Komparator, IS2 als Integrator) IS3 wirkt als Trennstufe IS4 ist ein Eimerkettenspeicher. In ihm wird das tonfrequente Eingangssignal periodisch abgetastet und anschließend durch 186 hintereinandergeschaltete Speicherzellen geschoben. Der Taktgenerator (astabile Kippschaltung) ist mit den Transistoren T1 bis T4 bestückt. Die taktzeitbestimmenden Glieder sind C14, C15 und die beiden vom Tieftongenerator gesteuerten Stromquellen T2 und T3.

Bild 9 Operationsverstärker in einem Phasenmodulatorbaustein

Aktive Filter mit Operationsverstärkern

Das Filter nach Bild 10 wird zur Gewinnung sinusförmiger Signale aus rechteckförmigen Tonfrequenzspannungen verwendet. Den Frequenzgang des Filters bestimmt das Gegenkopplungsnetzwerk, wobei die Kondensatoren C1 und C2 (frequenzabhängig) unterschiedlich zu bemessen sind:

$$f_0 = 16 \text{ bis } 250 \text{ Hz}, \quad C1 = 6,8 \text{ nF}, \quad C2 = 0,1 \mu\text{F};$$

$$f_0 = 250 \text{ bis } 17 \text{ kHz}, \quad C1 = 1 \text{ nF}, \quad C2 = 15 \text{ nF}.$$

Die Widerstände R1 und R2 lassen sich nach folgenden Beziehungen berechnen (Ergebnisse in kΩ):

$$f_0 = 16 \text{ bis } 250 \text{ Hz}: R1 = \frac{8470 \text{ Hz}}{f_0}, \quad R2 = \frac{7380 \text{ Hz}}{f_0};$$

$$f_0 = 250 \text{ bis } 17 \text{ kHz}: R1 = \frac{55000 \text{ Hz}}{f_0}, \quad R2 = \frac{51000 \text{ Hz}}{f_0}.$$

Dimensionierungsbeispiel für $f_0 = 220 \text{ Hz}$ (Ton a):

$$C1 = 6,8 \text{ nF}, \quad C2 = 0,1 \mu\text{F};$$

$$R1 = \frac{8470 \text{ Hz}}{220 \text{ Hz}} = 38,5 \text{ k}\Omega \text{ (gewählt wird } R1 = 36 \text{ k}\Omega);$$

$$R2 = \frac{7380 \text{ Hz}}{220 \text{ Hz}} = 33,5 \text{ k}\Omega \text{ (gewählt wird zum Zweck des Abgleichs ein Einstellpotentiometer von } 47 \text{ k}\Omega).$$

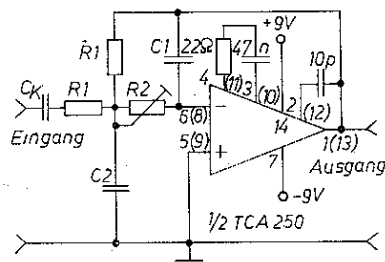


Bild 10 Sinusfilter zur Erzeugung flötenartiger Klänge mit Operationsverstärker

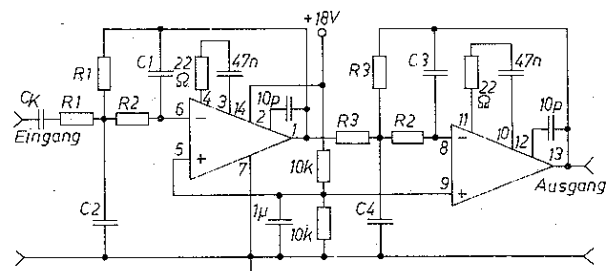


Bild 11 Hintereinanderschaltung zweier Tiefpässe nach Bild 10

Da die Werte der frequenzabhängigen Bauelemente innerhalb eines begrenzten Frequenzumfangs nicht stark voneinander abweichen, kann man bis maximal 12 benachbarte Töne durch Sammelschiennenaufteilung in den Tastenkontaktsätzen der Musikinstrumente (elektronische Orgeln) zu einer Gruppe zusammenfassen. Die Tonfrequenzen jeder Gruppe werden einem Filter entsprechender Bemessung zugeleitet.

Günstiger ist eine Halboktaveaufteilung. (Dabei wird jeweils für 6 Töne ein Filter eingesetzt.) Bei einem Manualumfang von z. B. 60 Tasten werden dann 10 Filter etwa für ein 8'-Flötenregister benötigt. Für die Filterberechnung zieht man jeweils die Mittenfrequenz einer Tongruppe heran. Werden 2 Tiefpässe nach Bild 11 hintereinandergeschaltet,



Baugruppen polyphoner elektronischer Tasteninstrumente
mit integrierten Schaltkreisen (Blatt 4)

verringert sich der Klirrfaktor der gewonnenen Sinusfrequenzen erheblich (K3 bei Halboktavfiltern von maximal 3,5% auf maximal 0,27% für den tiefsten Ton)

Für den Bereich von 16 bis 250 Hz gilt (R_{in} k Ω):

$C1 = 22$ nF, $C2 = 0,22$ μ F, $C3 = 2,2$ nF $C4 = 0,68$ μ F;

$$R1 = \frac{5600 \text{ Hz}}{f_0}, \quad R2 = \frac{4940 \text{ Hz}}{f_0}, \quad R3 = \frac{4010 \text{ Hz}}{f_0}$$

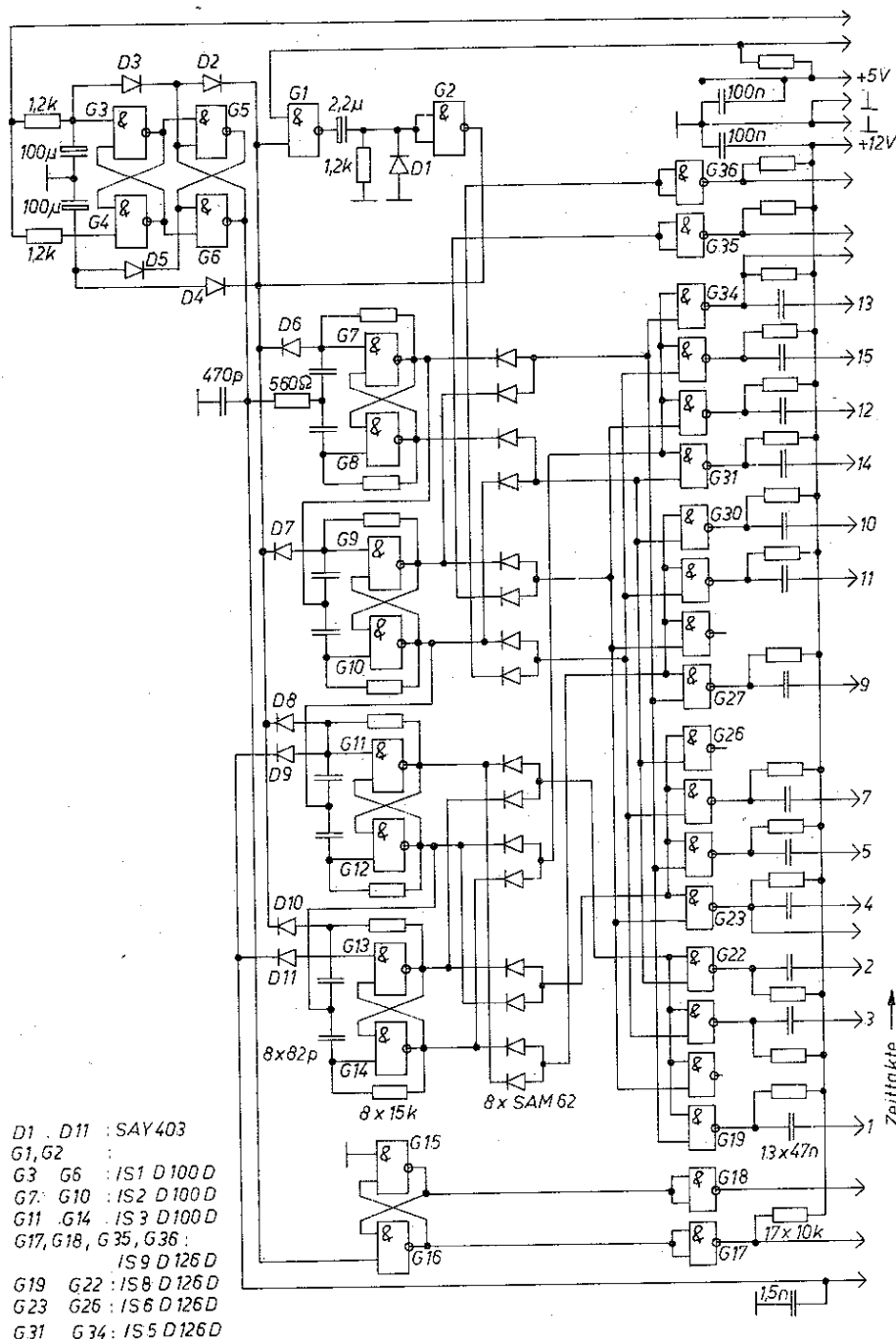
Für den Bereich von 250 Hz bis 17 kHz gilt (R_{in} k Ω):

$C1 = 2,2$ nF, $C2 = 22$ nF, $C3 = 220$ pF. $C4 = 68$ nF;

$$R1 = \frac{56000 \text{ Hz}}{f_0}, \quad R2 = \frac{49400 \text{ Hz}}{f_0}, \quad R3 = \frac{40100 \text{ Hz}}{f_0}$$

Operationsverstärker lassen sich, wie Bild 9 bis Bild 11 zeigen, überall dort einsetzen, wo Vorverstärkerstufen benötigt werden, also z. B. im Klangformungsteil elektronischer Orgeln, in Hall-einrichtungen und in anderen Effektbausteinen Während sich bei IS-bestückten Generator- oder Gatterschaltungen bereits Standardlösungen herausgebildet haben, zeichnet sich das bei den übrigen Baugruppen elektronischer Musikinstrumente bis heute noch nicht so deutlich ab Dem Einsatz von Operationsverstärkern liegen immer wieder die Grundschaltungen (invertierender, nichtinvertierender oder summierender Verstärker, Differenzverstärker usw.) zugrunde

Bild 12 Taktgenerator und Gatterschaltungen eines elektronischen Rhythmusgeräts (Erzeugung der Zeittakte 1-16)



- D1 - D11 : SAY 403
- G1, G2 : IS 1 D 100 D
- G3 - G6 : IS 1 D 100 D
- G7, G10 : IS 2 D 100 D
- G11, G14 : IS 3 D 100 D
- G17, G18, G35, G36 : IS 9 D 126 D
- G19, G22 : IS 8 D 126 D
- G23, G26 : IS 6 D 126 D
- G31, G34 : IS 5 D 126 D

IS-bestückte Baugruppen in elektronischen Orgeln zur Erzeugung von Begleitrhythmen

In den Schaltungen zur Erzeugung von Impulsen, die bei elektronischen Rhythmusgeräten die Einsätze der Schlaginstrumente im Takt steuern, bietet sich ebenfalls der Einsatz von IS an.

Bild 12 zeigt als Beispiel die Schaltung des Taktgenerators mit Gattern zur Erzeugung der zur Steuerimpulsfolgebildung benötigten Zeittakte 1 bis 16 bzw. (bei $\frac{3}{4}$ -Takt) 1 bis 12 des im elektronischen Tasteninstrument *ET 3-2 MR* eingebauten Rhythmusgeräts mit der Bezeichnung *ER 6 E*

Am Ausgang dieser Schaltung stehen also bei $\frac{4}{4}$ -Takt im Prinzip 16, bei $\frac{3}{4}$ -Takt 12 aufeinanderfolgende Impulse zur Verfügung, die man zur Bildung weiterer Impulsfolgen benötigt, die den Einsatz der Schlaginstrumente steuern

Beispiel: Die Impulsfolge zur Steuerung des Einsatzes der kleinen Trommel wird z. B. aus den Zeittakten 3, 4, 7, 11, 12 und 15 zusammengesetzt (ein Takt des Notenbilds). Für die am entsprechenden Rhythmus beteiligten anderen Schlaginstrumente werden weitere derartige Impulsfolgen gebildet (Auswahlschaltungen).

Integrierte Leistungsendstufen

Nur in einzelne Instrumente des inländischen Angebots werden die Leistungsverstärker und Lautsprecher mit eingebaut. Endstufen-IS kamen dabei bisher noch nicht zum Einsatz. Da es sich bei den NF-Endstufen nicht um spezielle Baugruppen elektronischer Musikinstrumente handelt, gelten für den Einsatz von IS an dieser Stelle die gleichen Grundsätze wie für die Anwendung von IS in den Leistungsstufen von NF-Verstärkern allgemein. Die Mehrzahl der im Ausland hergestellten Instrumente sind ebenfalls noch mit Transistoren bestückt (Quasikomplementär-Endstufen), obwohl der Bestückung mit Endstufen-IS grundsätzlich nichts im Wege steht

Literatur

Einschlägige Serviceunterlagen des In- und Auslands



1. Einleitung

Die Produktionsgenossenschaften und die volkseigenen Betriebe der DDR stellen eine größere Palette der für eine musikelektronische Anlage erforderlichen Geräte und Musikinstrumente her. Weitere Produkte stehen aus Importen zur Verfügung. Aus den Einzelkomponenten lassen sich Heimstudios und Verstärkeranlagen für Tanz- und Unterhaltungsortchester u. a. je nach Erfordernissen zusammenstellen. Im folgenden sollen vor allem transportable Anlagen und zugehörige Einzelgeräte betrachtet werden.

2. Übersichtsstromlaufplan einer elektroakustischen Übertragungsanlage

Im Prinzip unterscheidet sich der Aufbau einer Heimstudioanlage von dem einer Orchester-Übertragungsanlage nicht. Unterschiedlich sind nur die Ausführungsarten der Einzelgeräte der Anlagen sowie die Ausgangsleistungen der Verstärker u. a. Bild 1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer Anlage.

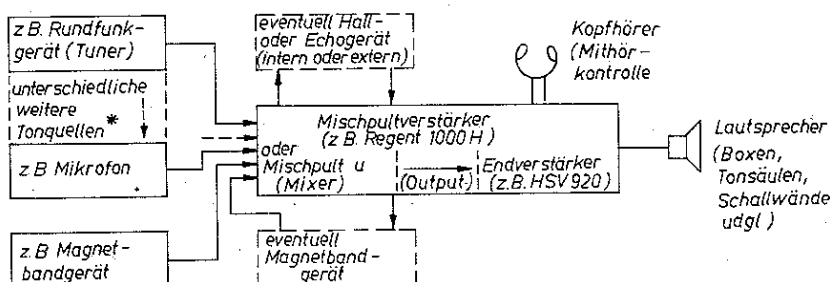
Der zentrale Teil einer Übertragungsanlage ist die Mischeinrichtung. Bei kleinen Anlagen reichen zur Mischung der für den Anschluß vorgesehenen Tonquellen oft die Mischteile aus, die mit in die Endverstärker eingebaut sind (z. B. Verstärker der *Regent*-Serien). Manche Verstärker, z. B. die der *Regent-H*-Serie, sind außerdem mit einer Halleinrichtung ausgestattet. Die Signale der angeschlossenen Tonquellen lassen sich einzeln einstellbar verhalten.

Neben den kombinierten Mischpultverstärkern gibt es noch Verstärker zum Anschluß unterschiedlicher Tonquellen über Eingangswahlschalter (*HiFi 50*, *HSV 920* usw.). Die Tonquellen können nur zu- oder abgeschaltet werden. Ein Überblenden der Signale ist nicht möglich. Verwendet man einen derartigen Verstärker zum Aufbau einer Anlage, so muß man, wenn Überblendbarkeit der verschiedenen angeschlossenen Tonquellen gefordert wird, vor den Verstärker ein Mischpult schalten. Beim Aufsprechen eigener Programme auf Magnetband, z. B. für Dia-Tonvorträge, ist es vorteilhaft, wenn sich die angeschlossenen Tonquellen, wie Mikrofone, Plattenspieler, Magnetbandgeräte oder auch elektronische Musikinstrumente u. a., langsam ein-, über- und ausblenden lassen. Daß die Einzelgeräte je nach gewünschter Übertragungsqualität, Sprechleistung, örtlichen Verhältnissen usw. richtig ausgewählt, aufgestellt und zusammengesaltet

Bild 1 Übersichtsschaltplan einer elektroakustischen Übertragungsanlage

* Plattenspieler, weitere Mikrofone, elektroakustische Musikinstrumente usw.

Mischteil: einfache Mischeinrichtungen oder einfache bis reich ausgestattete Mischpultverstärker (Mixer) mit Anschlußmöglichkeiten für Effektgeräte u. a. Mischpult und Endverstärker können eine Einheit bilden (z. B. *Regent*-Verstärker). Beim *Regent 1000 H* können maximal fünf Tonquellen angeschlossen werden. Die Leistung der Lautsprecher ist für den jeweils verwendeten Verstärkertyp zu bemessen (ebenfalls die Anpassung)



werden müssen, sei nur am Rande erwähnt. Hierzu sind in Fachbüchern der Elektroakustik wesentliche Hinweise zu finden. Für die hochwertige Übertragung der Darbietungen von Instrumentalgruppen, Orchestern und Solisten wird eine Mischpultanlage mit zahlreichen Anschluß- und Regelmöglichkeiten sowie Kontrolleinrichtungen, wie sie in Bild 1 angedeutet sind, benötigt.

3. Einzelgeräte für die Zusammenstellung von Übertragungsanlagen

Aus der Serienproduktion der DDR-Industrie stehen z. B. die nachfolgend genannten Erzeugnisse zur Verfügung:

3.1. Mischpulte

Die Signale der angeschlossenen Tonquellen sollen möglichst rückwirkungsfrei mischbar sein. Durch getrennte Klangregelung für jeden einzelnen Kanal verbessert sich die Übertragungsqualität erheblich. Übersteuerungen müssen durch geeignete Schaltungsmaßnahmen (Gegenkopplungen) weitgehend ausgeschlossen werden.

3.1.1. *Disko 2000 (VEB Funkwerk Köpenick)*

- Monomischpult einfacher Ausführung mit Eingängen für Plattenspieler, Magnetbandgerät, Rundfunk und Mikrophon (4 Schiebepotentiometer)
- Stromversorgung: 3 Monozellen R 20 (4,5 V)
- Das Gerät ist für Heimstudios und Kleinanlagen geeignet. Es ist nur Pegeleinstellung möglich; keine Klangbeeinflussung.
- Stromaufplan: radio fernsehen elektronik 24 (1975), Heft 7, Seite 237

3.1.2. *Disko 2000 Stereo (VEB Funkwerk Köpenick)*

- Das Gerät hat 3 Stereoeingänge für Plattenspieler, Magnetbandgerät und Rundfunk sowie 1 Mikrophon-Monoeingang (Schiebepotentiometer).
- Ein eingebauter Abhörverstärker kann wahlweise an die Stereokanäle angeschaltet werden.
- Stromversorgung: 3 Babyzellen R 14 (4,5 V)
- Das Gerät ist für Stereoheimstudios und kleine Verstärkeranlagen geeignet.
- Klangstelleinrichtungen für die einzelnen Eingänge sind nicht vorhanden.

3.1.3. Regie 3000 (VEB Funkwerk Köpenick)

- Das Mischpult hat 4 Stereoeingänge für Plattenspieler, Magnetbandgerät, Rundfunk und Mikrophon.
- Der eingebaute Abhörverstärker ist wahlweise auf TA, IB oder Rundfunk schaltbar.
- Stromversorgung: 4 Babyzellen R 14 (6 V).
- Das Gerät ist für kleine und mittelgroße Anlagen nur zur PegelEinstellung der angeschlossenen Signalquellen verwendbar

3.1.4. Studio 506 HiFi Stereo (PGH des Rundfunk-Mechaniker-Handwerks, Berlin)

- Es sind 6 getrennt regelbare Stereoeingänge und 2 Ausgänge vorhanden
- Der Abhörverstärker zum Anschluß von Stereokopfhören und Einblendtasten gestattet das Abhören des Programms.
- Der Mikrofonkanal für ein dynamisches Mono- oder Stereomikrofon ist je Kanal mit getrennter Lautstärke- Höhen- und -Tiefeneinstellung versehen.
- Stromversorgung: 220 V, 50 Hz, 6 W.
- Das Mischpult eignet sich zum Aufbau von Anlagen größeren Umfangs. Es kann, wie jedes reicher ausgestattete Mischpult, auch in kleineren Anlagen verwendet werden

3.1.5. Mixer 1222 (VEB Musikelektronik Klingenthal)

- Dieses Studiomischpult ist für große Anlagen konzipiert.
- Es sind 12 Eingangsmodule mit getrennten Lautstärke-, Höhen-, Tiefen- und Panoramastellern u. a. neben 2 Summenverstärkern (linker und rechter Kanal), 2 Equalizern, Kopfhörer- verstärker, 3 Ausgangsverstärkern (Monitor, linker und rechter Kanal) usw. und 2 Outputmetern eingebaut

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung des Mixers Bild 3 gibt den Stromlaufplan eines Eingangsmoduls wieder Für stationäre Anlagen (Stadtfunk-, Kulturhaus-, Betriebsfunkanlagen) und für spezielle Tonstudios stellen auch andere Betriebe der DDR Geräte und Ausrüstungen her. Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß diese Erzeugnisse nicht Gegenstand der vorliegenden Ausführungen sind

3.2. End- bzw. Mischpultverstärker

Es stehen Verstärker mit unterschiedlichen Ausgangsleistungen und Ausführungen der Ein- und Ausgänge sowie der Einstell- einrichtungen usw. zur Auswahl Die Lautsprecher sind teilweise getrennt vom Verstärker in Boxen montiert oder zusammen mit dem Verstärker in einem Gehäuse untergebracht. Teilweise sind die Verstärker mit Halleinrichtungen versehen, oder

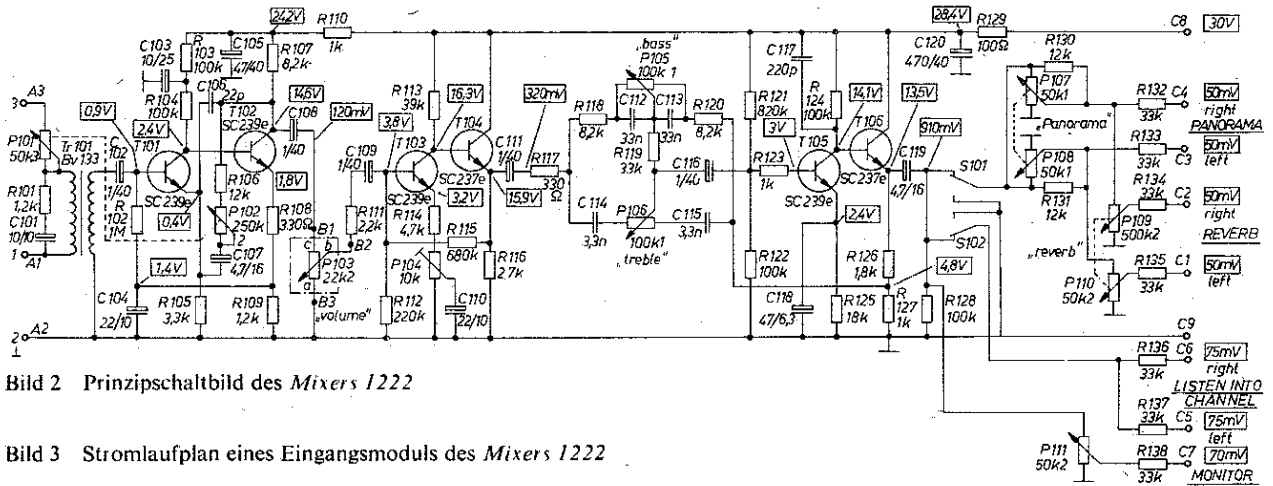
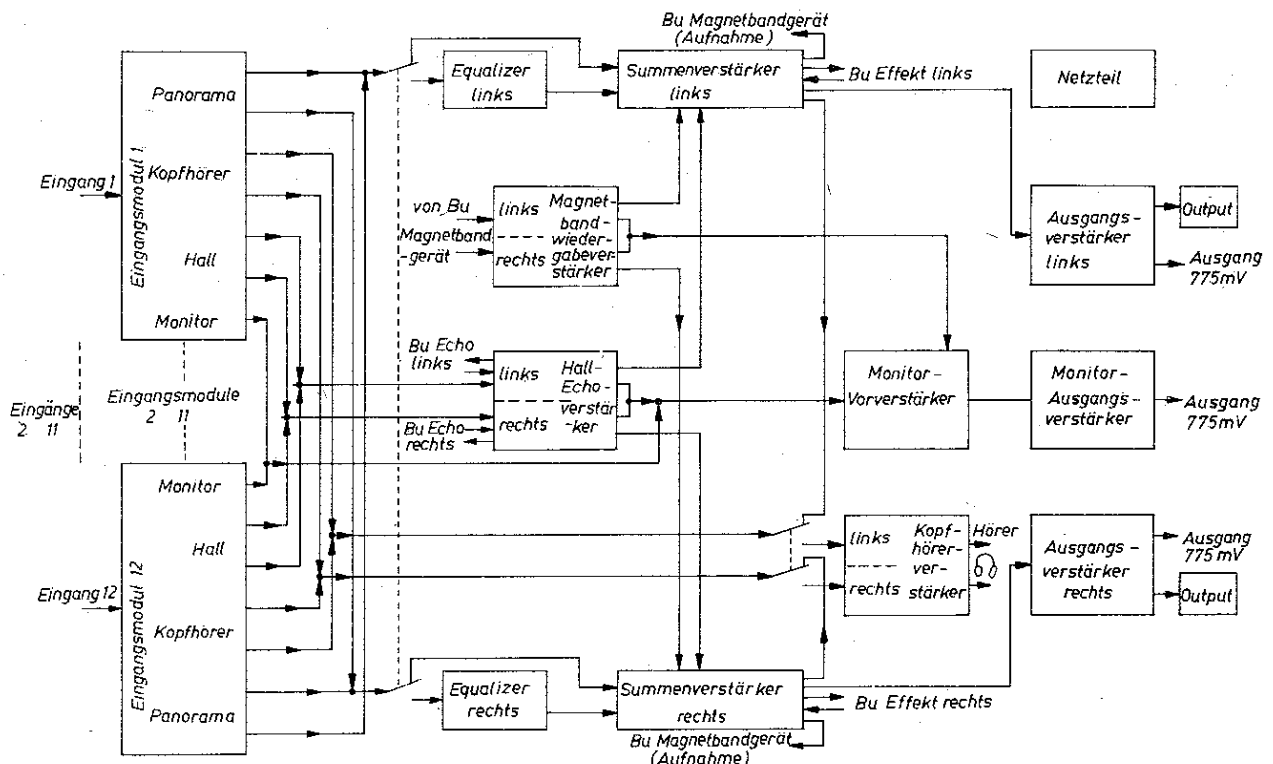


Bild 2 Prinzipschaltbild des Mixers 1222

Bild 3 Stromlaufplan eines Eingangsmoduls des Mixers 1222





Transportable musikelektronische Anlagen aus der
 DDR-Produktion (Blatt 2)

sie lassen sich als Zusatzgeräte extern anschließen. Am häufigsten kommen Verstärker der *Regent*-Serie vom *VEB Musikelektronik Klingenthal* zum Einsatz. Für Heimanlagen verwendet man kleinere Verstärker, wie *HSV 920* oder *HiFi 50*. Außerdem besteht die Möglichkeit, die NF-Teile größerer Rundfunkgeräte, wie *Carat*, *HiFi 100* u. a., als NF-Verstärker einzusetzen. Diese Geräte haben bei niedrigem Klirrfaktor völlig ausreichende NF-Ausgangsleistungen, um größere Wohnräume bzw. kleinere Säle zu beschallen.

3.2.1. Verstärker der *Regent*-Serie (röhrenbestückte Modelle, wie *Regent 30* und *Regent 60*, mit und ohne Hall, ausgenommen)

Die Verstärker *Regent 300*, *Regent 600* und *Regent 1000* sind auf ihren Verwendungszweck abgestimmt. Sie sind in Modulbauweise ausgeführt. Das gestattet es, die Verstärker mit unterschiedlichen Eingängen (symmetrisch, unsymmetrisch) mit und ohne Halleinrichtung und für verschiedene Ausgangsleistungen u. a. bei im Prinzip gleichem Grundaufbau auszurüsten. Bestechend sind die übersichtlichen und servicefreundlichen Konstruktionsdetails der Geräte. Ihr Gesamtaufbau in Stahlrahmen ist sehr stabil. Tabelle 1 gibt über die Ausführungsarten der verschiedenen *Regent*-Verstärkertypen Auskunft.

Die Vorstufen der einzelnen Verstärkertypen mit symmetrischen oder unsymmetrischen Eingängen zeigen mechanisch und schaltungstechnisch einen gleichartigen Aufbau. Ausnahmen bilden die Typen *Regent 600 B* und *Regent 1000 S*.

Bei den N-Typen entfallen in den Vorstufen die Bauelemente zur Ansteuerung des Hallverstärkers. Die Zwischenverstärker der einzelnen Verstärkertypen unterscheiden sich vor allem in der Bemessung der Siebglieder für die Betriebsspannung. Der Hallverstärker ist bei allen Typen einheitlich. In Tabelle 1 sind Bild 4 bis Bild 13 (zugehörige Stromlaufpläne u. a.) angegeben. Deutlich ist die Grundkonzeption der Schaltungen der Vor-, Zwischen- und Endverstärker zu erkennen. Dementsprechend sind auch die Leiterplatten der Vor- und Zwischenverstärker jeweils mechanisch gleichartig ausgeführt.

Um gute thermische Stabilität, Übersteuerungsfestigkeit und Übertragungsqualität zu erreichen, wurden die Verstärker mit zahlreichen Gegenkopplungen versehen. Die Lautstärke- und Klangsteller erlauben, jede angeschlossene Tonquelle einzeln einzupegeln. Somit lassen sich Frequenzgangunterschiede der Tonquellen untereinander und raumakustische Einflüsse (bei den H-Verstärkertypen noch zusätzlich durch künstlichen Hall) ausgleichen.

Tabelle 1 Übersicht über die verschiedenen Typen von *Regent*-Verstärkern

Regent-Verstärker Typ	Eingänge	Vorverstärker A1, A2, Bild 4 B1, B2, Bild 5	Zwischenverstärker Bild 7	Hallverstärker Bild 8	Leistungsverstärker- bestückung u. a.	Lautsprecher- bestückung	Bemerkungen
300 N	¹ Magnetbandgerät, Mischpult, Rhythmusbox u. a. ² wahlweise symmetrische oder unsymmetrische Eingangsbeschaltung für dynamische Mikrofone, Orgel, E-Piano, Gitarre usw.	Eingang 2 Ausführung A1 Eingang 3 Ausführung A1	Bild 7a (Ausführung A)	–	4 × SF 128 D 2 × KT 802A 30 W Bild 9	2 × L 3401	Die Eingänge ab 2 aufwärts sind, wie bei allen <i>Regent</i> -Verstärkern in Lautstärke, Diskant und Baß einstellbar. Bei einigen Verstärkertypen sind auch Präsenz- bzw. Hall-Steller vorhanden.
300 H	^{1,2} wie beim 300 N ³ unsymmetrisch für dynamische Mikrofone, Gitarre, Orgel, E-Piano, Rhythmusbox u. a. 1 Bu für Hall-Stop oder Echogerät	Eingang 2 Ausführung A2 Eingang 3 Ausführung B2	× Bild 7b (Ausführung B)	×	wie 300 N		wie 300 N
600 N	¹ Magnetbandgerät, Mischpult, Rhythmusgerät u. a. ² symmetrisch ³ unsymmetrisch	Eingang 2 Ausführung A1 Eingang 3 Ausführung B1	×	–	4 × SF128D 4 × KT802A 60 W Bild 10	1 × L 3701 4 × L 5904	mit Effektaussteuerungsanzeigelampen Rot, Grün, sonst wie 300 N

Tabellé 1 (Fortsetzung)

600 B	¹ wie beim 600 N ² unsymmetrisch für dynamische Mikrofone, Orgel, E-Piano, Gitarre, Rhythmusbox usw.	Eingang 2, 3 Ausführung C Bild 6	×	-	2 × SF126D 2 × SF129D 2 × KU 612 2 × 2N 4348 60 W Bild 6	2 × L 3702	Es bestehen schaltungstechnische Abweichungen gegenüber den anderen Regent-Verstärkern (Vorstufen, Leistungsstufen) Bild 6 zeigt den Gesamtstromlaufplan
600 G	¹ wie beim 600 N ² bis ⁵ symmetrische Eingänge für dynamische Mikrofone, Orgel, E-Piano, Gitarre usw (unsymmetrischer Anschluß ebenfalls möglich) 1 Bu für Hall-Stop-Schalter oder externes Echogerät	Eingang 2 Eingang 5 Ausführung A2 Bild 7 (Ausführung B)	×	×	4 × SF128D 4 × KT802A 60 W Bild 10	4 × L 3401	Verwendung vorzugsweise als Gesangsanlage, sonst wie 300 N mit getrennten Stellern für Hallstärke an jedem der Eingänge 2 bis 5 Effekt-Aussteuerungsanzeigelampen vorhanden (Rot, Grün)
600 H	wie 600 N 1 Bu für Hall-Stop-Schalter oder externes Echogerät	Eingang 2 Ausführung A2 Eingang 3 Ausführung B2	×	×	4 × SF128D 4 × KT802A 60 W Bild 10	1 × L 3701 4 × L 5904	wie 300 N, aber mit Effekt-Aussteuerungsanzeigelampen (Rot, Grün)
1000 H	wie 600 G	Eingang 2 bis 5 Ausführung A2	Bild 7b (Ausführung B)	×	2 × SF128D 2 × KT802A 4 × BU 111 100 W Bild 11	2 × L 3701 3 × L 5904 (2 Boxen)	wie 300 N, mit Effekt-Aussteuerungsanzeigelampen (Rot, Grün)
1000 S	s Bemerkungen	s Bild 12	s Bild 12	s Bild 12	2 × SF126D, (Ausgangs- 2 × SF129D, impedanz 2 × KU612. 2 × 2N3773 = 4Ω)	2 × 8 Ω	Stromlaufplan s. Bild 12
150 150 K	¹ ² symmetrisch für dynamische Mikrofone, Orgel, E-Gitarre usw. (unsymmetrischer Anschluß möglich)	Eingang 2 Ausführung A1-Variante s Bemerkung	- s Bild 13	-	3 × SC237 1 × BC177B 1 × BC 211 1 × BC 213 2 × KD 605 12 W Bild 13	1 × L 3401	Regent 150: Verstärkerkassette + Box. Regent 150 K: Verstärker und Lautsprecher befinden sich in einem gemeinsamen Gehäuse Vorverstärker: Ausführung A1, aber ohne Präsenzsteller

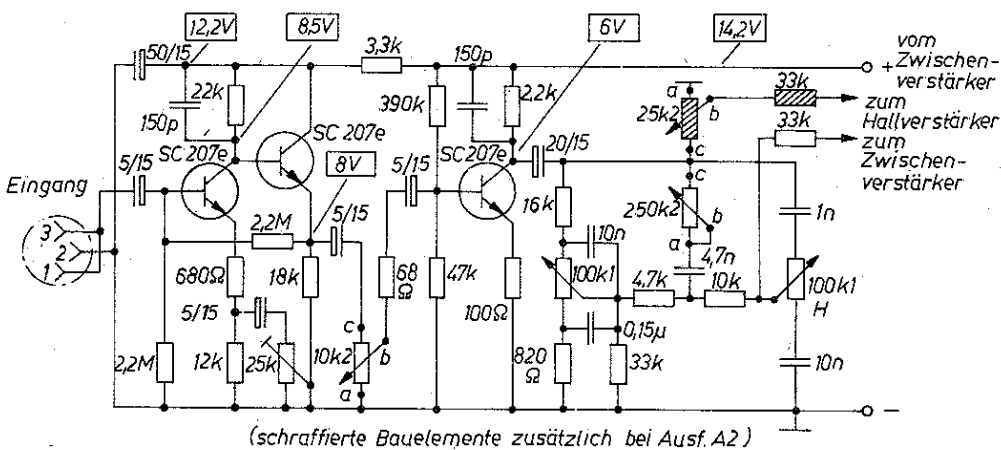


Bild 4
Regent-Vorverstärker, Ausführung A1 und A2 (Sp)

(schraffierte Bauelemente zusätzlich bei Ausf. A2)



Transportable musikelektronische Anlagen aus der
DDR-Produktion (Blatt 3)

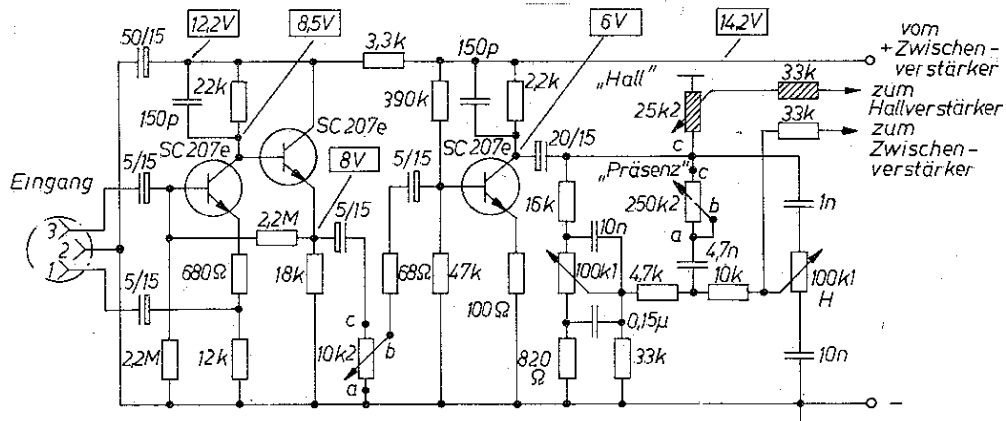


Bild 5
Regent-Vorverstärker, Ausführung
B1 und B2 (Sp)

(schraffierte Bauelemente zusätzlich bei Aufg. 2)

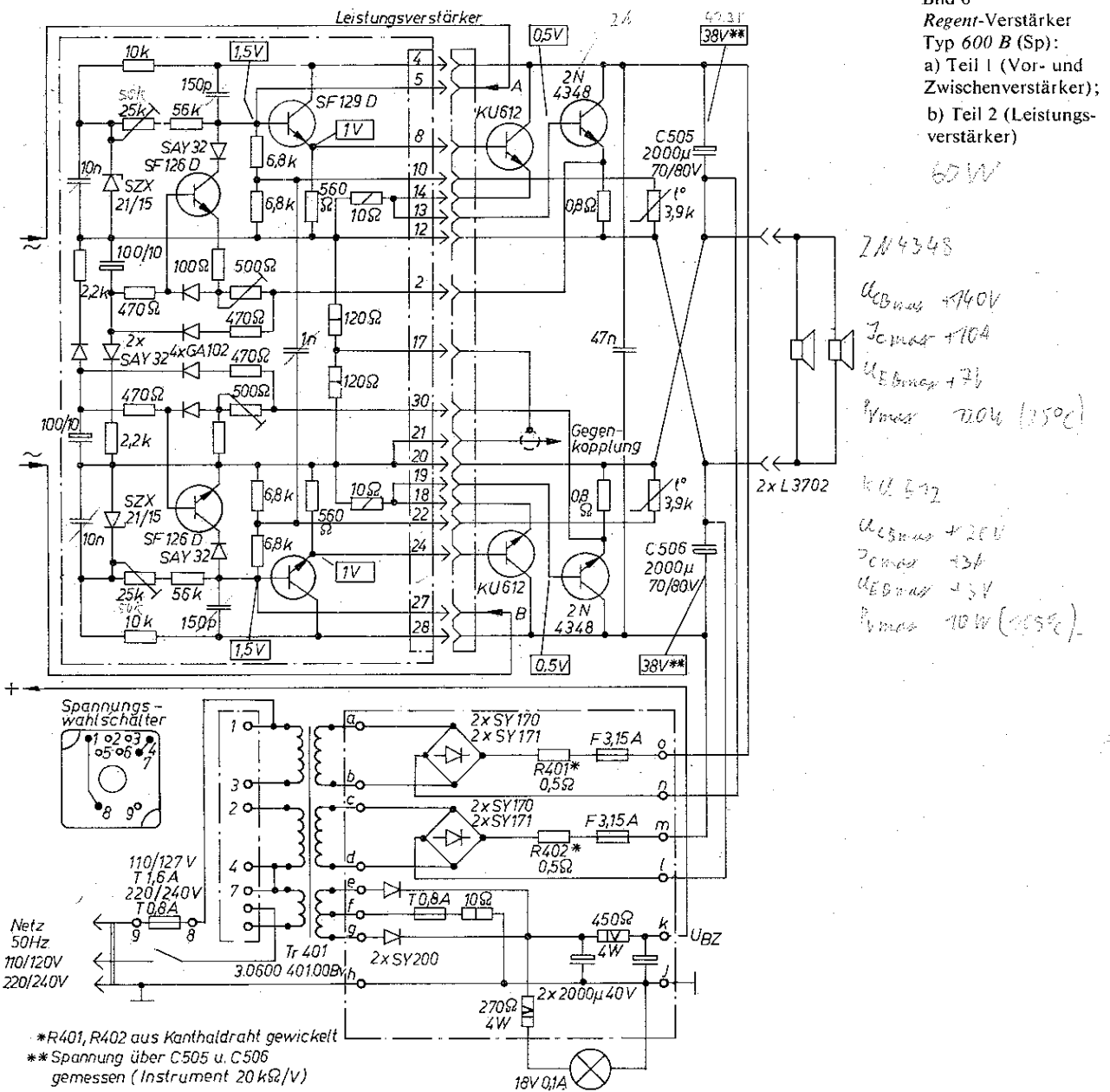
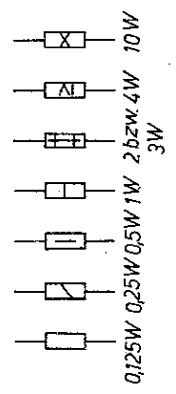
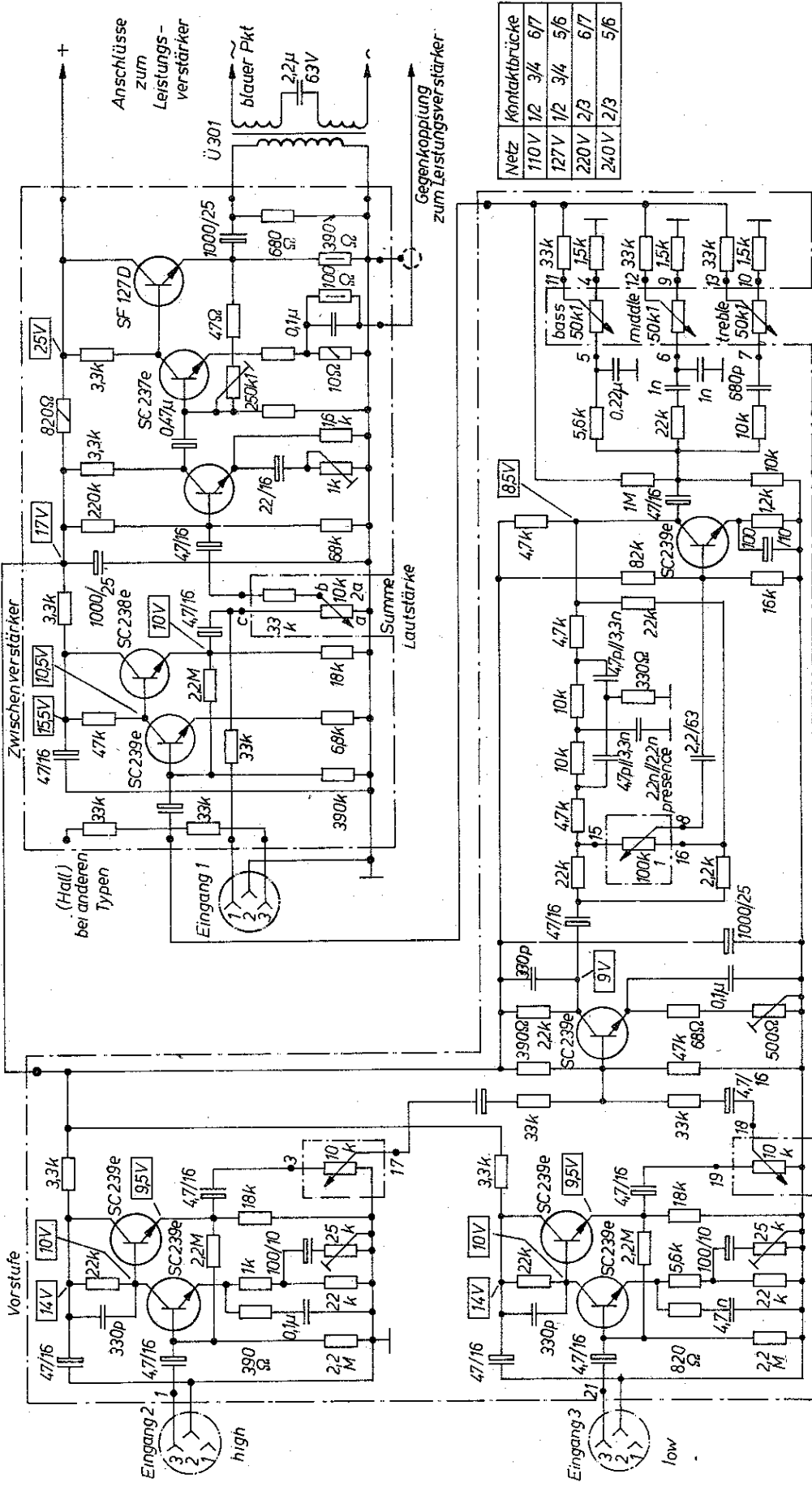


Bild 6
Regent-Verstärker
Typ 600 B (Sp):
a) Teil 1 (Vor- und
Zwischenverstärker);
b) Teil 2 (Leistungs-
verstärker)

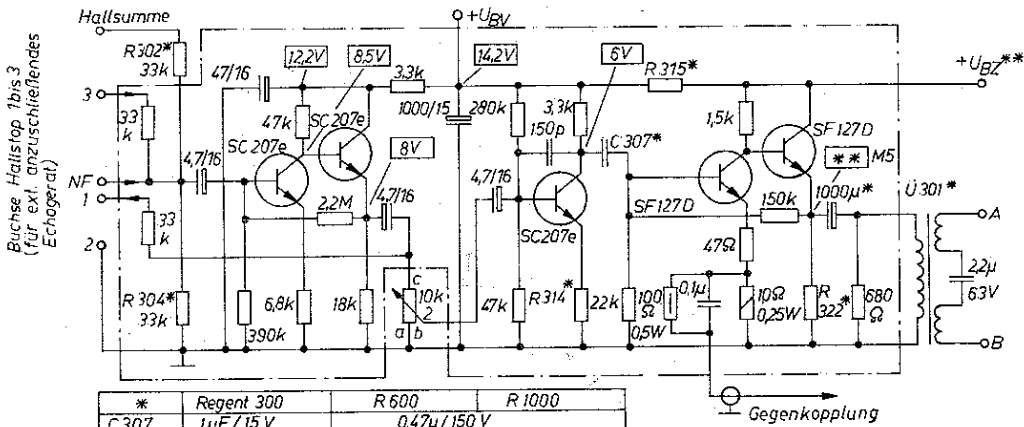
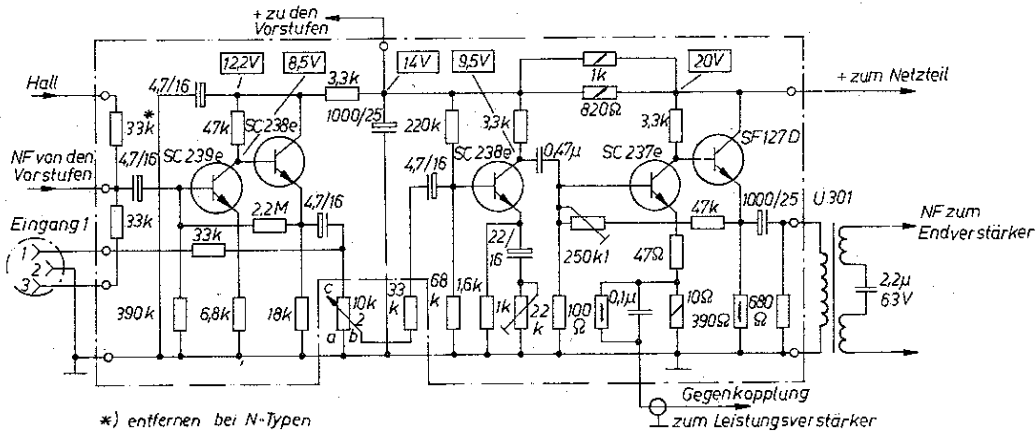
60W
2N 4348
UB max 4740V
Zener 110A
UB max 47
Vmax 210V (35°C)
KU 612
UB max 420V
Zener 43A
UB max 45V
Vmax 10W (45°C)

*R401, R402 aus Kanthaldraht gewickelt
** Spannung über C 505 u. C 506
gemessen (Instrument 20 kΩ/V)





Transportable musikelektronische Anlagen aus der
DDR-Produktion (Blatt 4)



*	Regent 300	R 600	R 1000
C 307	1µF / 15 V	0,47µ / 150 V	
C 309	1000 / 10	1000 / 25	
R 314	820Ω ; 0,125 W	560Ω ; 0,125 W	470Ω ; 0,125 W
R 315	470Ω ; 0,125 W	820Ω ; 0,125 W	420Ω ; 0,125 W
R 322	390Ω ; 0,25 W	420Ω ; 0,5 W	
U 301	weißer Punkt	blauer Punkt	
R 302	entfällt bei Regent N		
R 304	entfällt bei Regent H		

**	Regent 300	R 600 / 1000
U _{BZ}	19,0 - 20,5 V	24,0 - 26,0 V
M5	8,5 - 10,0 V	12,2 - 13,8 V

Bild 7 Zwischenverstärker der Regent-Verstärker (Sp):
a) Ausführung A,
b) Ausführung B

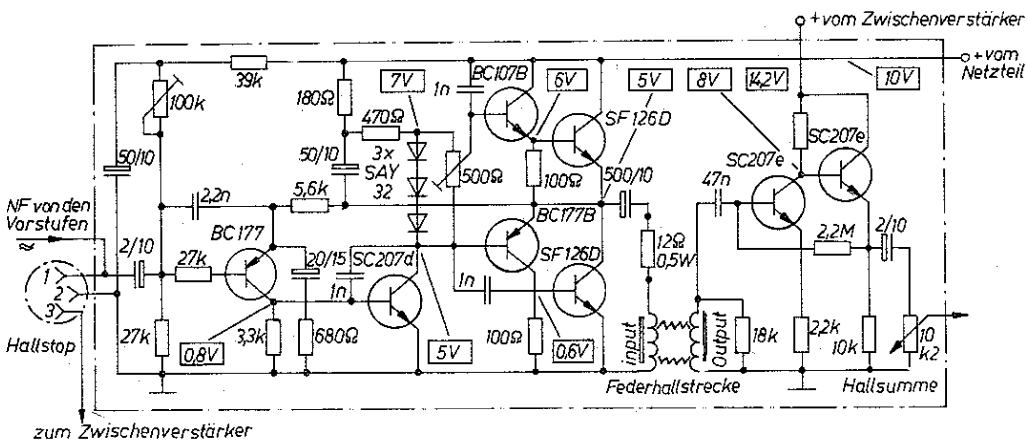


Bild 8
Hallsumme
(Hallverstärker) der
Regent-Verstärker
(Sp)

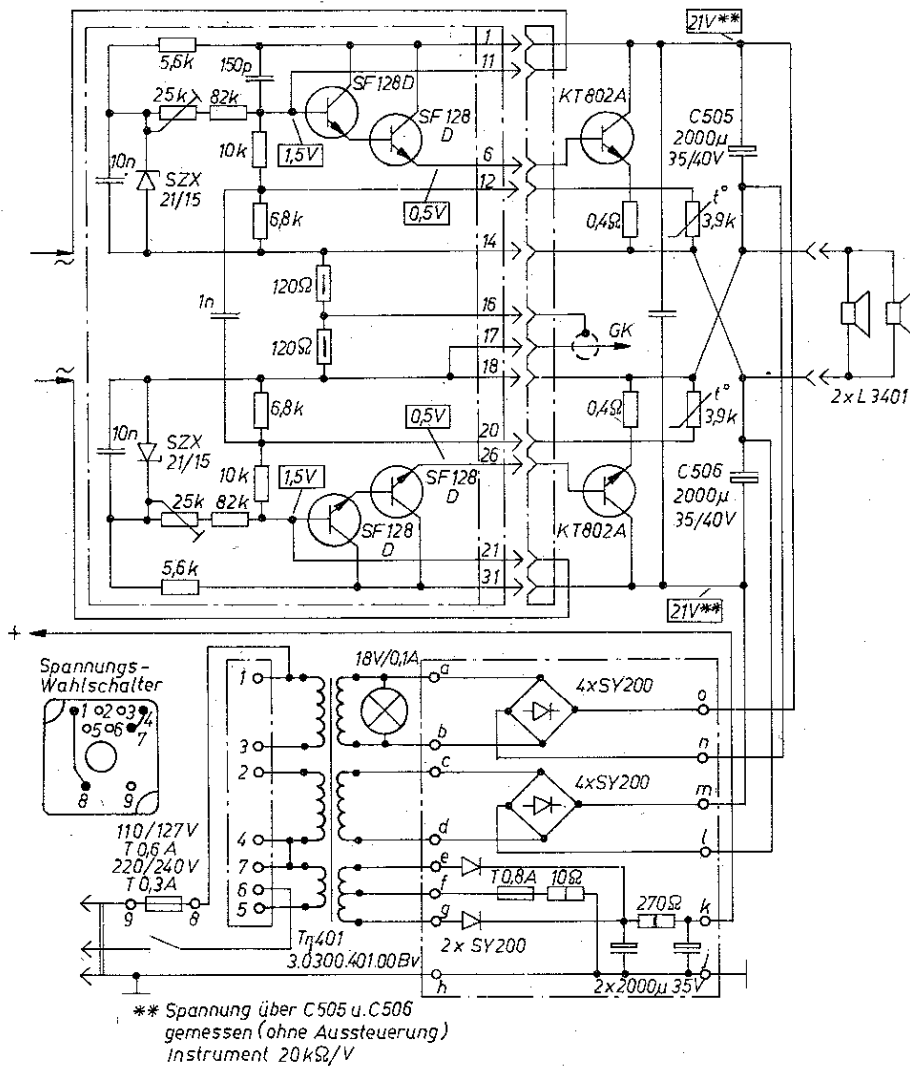


Bild 9
Leistungsverstärker
und Netzteil des
Regent-Verstärkers
300 N (Sp)

3.2.2. Verstärker HiFi 50 und HSV 920 (Stereoverstärker)

Beiträge zu diesen im Text genannten Verstärkern wurden in der Zeitschrift *radio fernsehen elektronik* veröffentlicht:
 HiFi 50, 23 (1974) Heft 5, Seite 190 (Hersteller *PGH Fernsehen - Radio*, Berlin).
 HSV 920, 23 (1974), Heft 20, Seite 677 (Hersteller *VEB Funkwerk Zittau*, *VEB Meßelektronik Dresden*).
 Die Verstärker *HiFi 50* und *HSV 920* bzw. *HSV 921* werden oft zum Aufbau von Heimanlagen verwendet, sie lassen sich aber auch in transportable Verstärkeranlagen einbeziehen.

3.3 Tonquellen

3.3.1. Mikrofone

Zur Tonübertragung bei mechanischen Musikinstrumenten stehen Spezialmikrofone, z. B. für den direkten Anbau an Saxophone usw., zur Verfügung, oder es werden dafür (wie für Gesangssolisten) übliche Mikrofone benutzt.
 RFT-Mikrofontypen (Beispiele):

DM 2411

- dynamisches Richtmikrofon mit Tischständer und Stativgewinde ohne NF-Schalter,
- Übertragungsbereich 50 bis 15000 Hz für hochohmige Eingänge;

DM 2413

- entspricht dem Typ *DM 2411*, ist aber für mittelohmige Eingänge ausgelegt;

DM 2415

- Variante des *DM 2413* mit NF-Schalter;

DM 2112 M

- dynamisches Mikrofon mit Kugelcharakteristik,
- Übertragungsbereich 50 bis 15000 Hz mit mittelohmigem Eingang

Anschlußbelegungen und weitere Angaben sind in den Bedienungsanleitungen zu finden. Zur Realisierung der erforderlichen Anpassung stehen Schnurübertrager zur Verfügung (z. B. zur Anpassung eines niederohmigen dynamischen Mikrofons an mittel- bis hochohmige Verstärkereingänge).

Der *VEB Mikrofontechnik Gefell* stellt Kondensatormikrofone für Studio- und Meßzwecke mit Verstärkern und Zubehör her. Das Sortiment ist umfangreich und enthält vollständige Einzelkomponentensysteme.

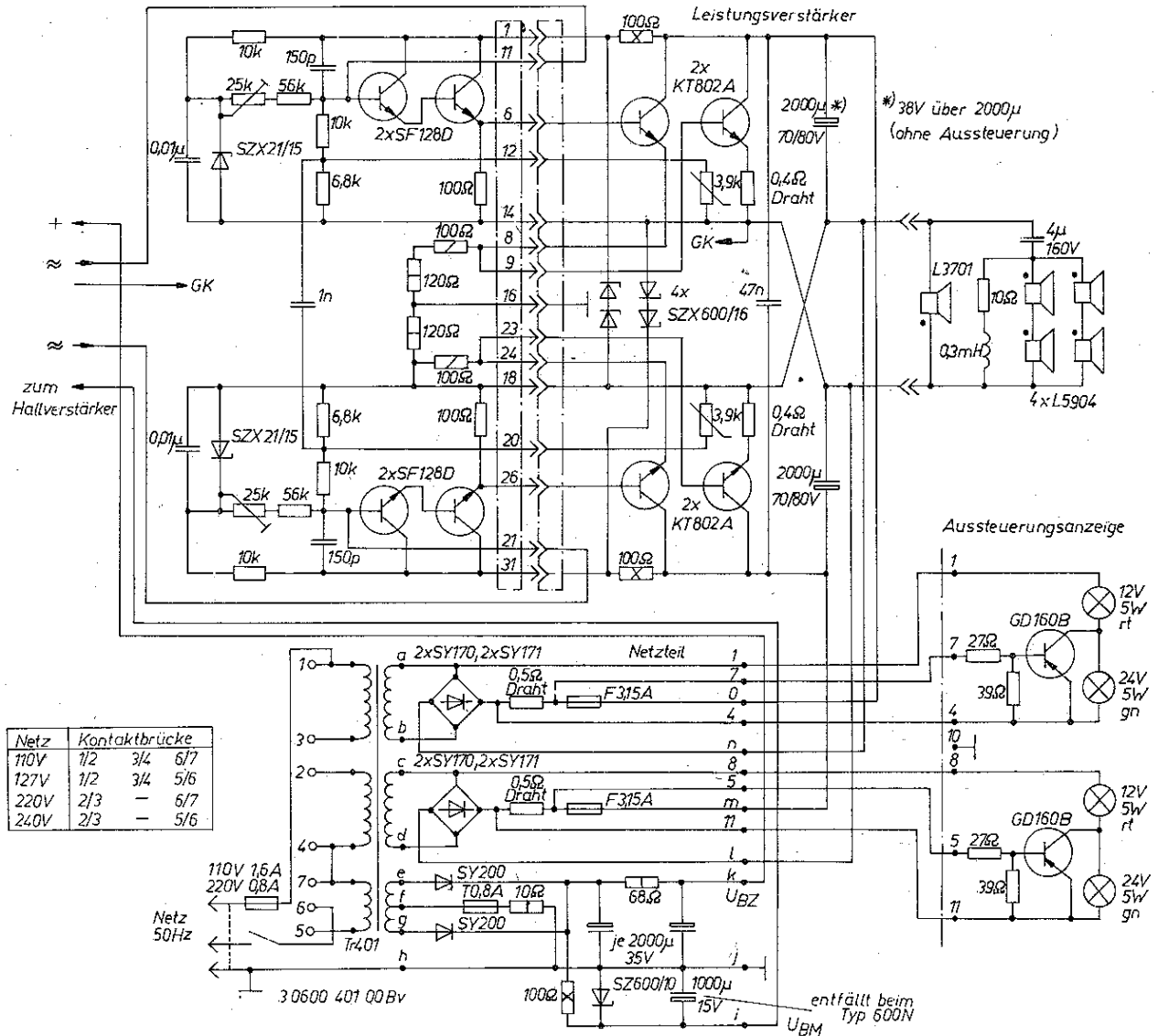
Zum Beispiel gehören zum Studiomikrofonsystem *SMS 70* die Mikrofonkapseln *M 58*, *M 93*, *M 94* (Kugelcharakteristik), *M 74*, *M 70*, *M 71* (Nierencharakteristik) und *M 73* (Keulencharakteristik) sowie *UM 70* mit umschaltbarer Richtcharakteristik. Der Mikrofonverstärker *MV 691* und diverses Zubehör, wie Anschlußkabel, Verbindungskabel, Tischständer, Halter u. a. Weitere Mikrofontypen sind:

HH 710 (ein drahtloses Bühnenmikrofon);

PM 750 (ein übersteuerungsfestes Kondensatormikrofon).

3.3.2. Elektromechanische und elektronische Musikinstrumente

Fast alle Tanz- und Unterhaltungsorchester benutzen elektromechanische oder elektronische Musikinstrumente (Klaviser, E-Piano, elektronische Orgeln usw.), die zur Übertragung direkt an die Mischpult- oder Verstärkereingänge angeschlossen werden. Das *Vermona*-Produktionsprogramm umfaßt folgende Tasteninstrumente (Stand 1980): *ET 6-1*, *ET 6-2*, *ET 6-2 R*, *ET 6-2 MR*, *ET 3*, *ET 3-2 MR* und *E-Piano*



Aus den Jahren vor 1980 gibt es noch eine Reihe anderer Instrumente, die auch heute noch gespielt werden. Enthalten sind ein- und zweimanualige Instrumente, z. T. mit Pedalzusatz, Rhythmus-effekten und Rhythmusgeräten. Weiterhin ist die Anzahl der Register und Klangeffekte typenabhängig

3.3.3. Zusatzgeräte mit eigener Tonerzeugung (Tonquellen)

Zu dieser Gruppe gehören z. B. Glockenspiele, Rhythmusboxen, Akkordbegleitautomaten, Magnetbandgeräte usw. Aus der Serienfertigung steht die elektronische Rhythmusbox ER 9 (Vermona) zur Verfügung. Das Gerät erzeugt automatisch mit 9 Schlaginstrumentenschaltungen 16 untereinander mischbare Rhythmen, wodurch sich zahlreiche Variationen einstellen lassen.

3.4. Effektgeräte ohne eigene Tonerzeugung

Dazu zählen Geräte der Gitarrenelektronik zur Erzeugung von Effekten, wie Wow-Wow, Tremolo, Orgelton, Fuzz usw., die teilweise auch in elektronische Orgeln eingebaut werden, und Modulationsgeräte zur Erzeugung von Leslie-Effekten u. a.

Bild 10 Leistungsverstärker und Netzteil der Regent-Verstärker 600 N, 600 G und 600 H (Sp)

Der Gitarrenelektronik nehmen sich häufig Amateure an. Sie bauen Geräte nach Bauanleitungen (z. B. veröffentlicht in der Zeitschrift FUNKAMATEUR).

Ein Modulationsgerät aus industrieller Fertigung ist der Phaser 80 (Vermona). Er erzeugt eine Vielzahl von Effekten je nach Einstellung (Phasing, Kathedralsound, Rotoreffekte)

4. Beispiele vollständiger Übertragungsanlagen (Übersichtsschaltpläne transportabler Anlagen)

Bild 14 zeigt eine mit einem Mischpultverstärker aufgebaute Anlage (Weitere Angaben können aus den Bildern ersehen werden)

In Bild 15 ist eine Anlage dargestellt, zu der ein separates Stereomischpult verwendet wurde. Als Endverstärker wird ein Verstärker HiFi 50 benutzt.

Bild 16 zeigt eine Schaltungsvariante für den gleichzeitigen Gebrauch eines Mischpultverstärkers und eines separaten Mischpults.

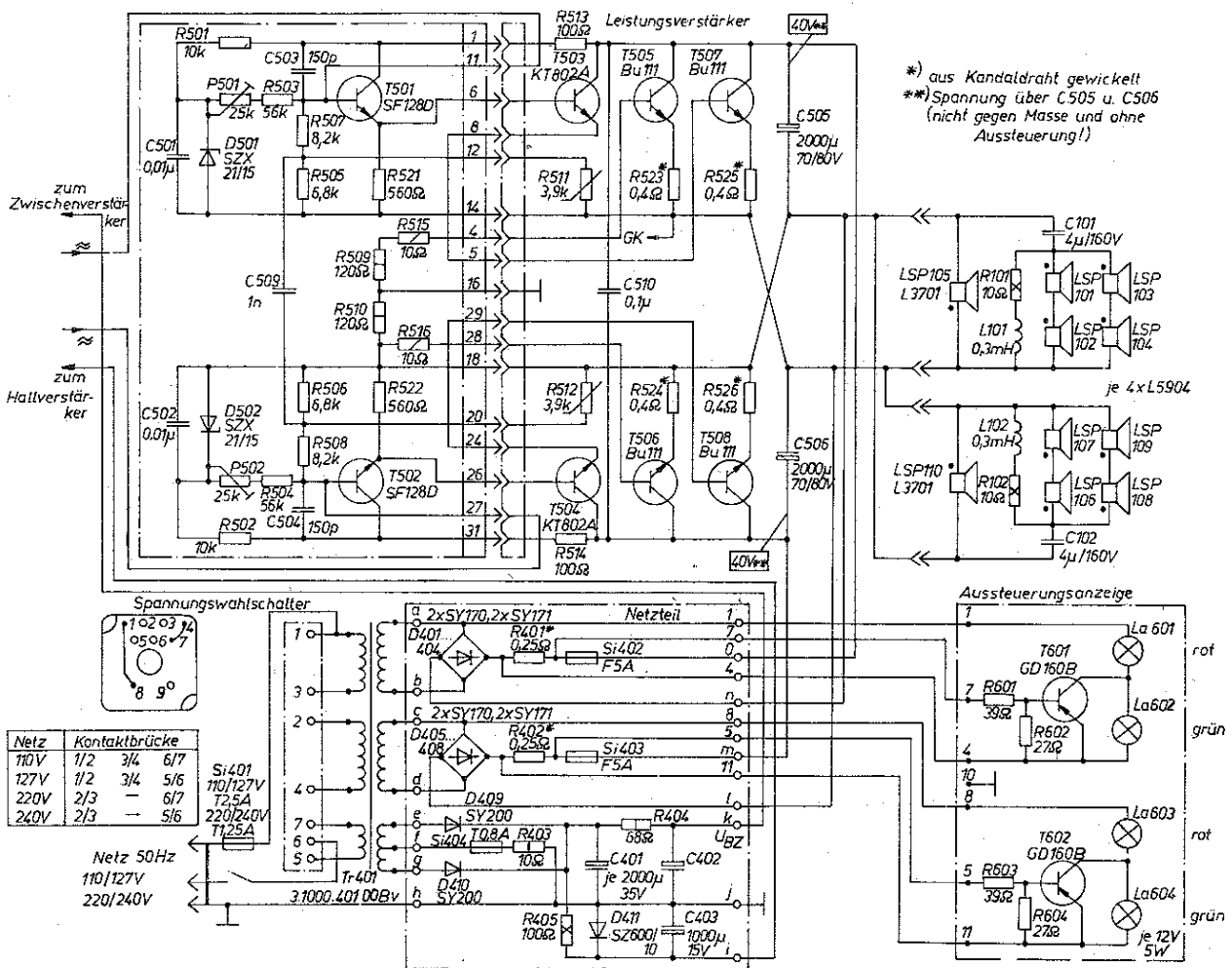


Bild 11 Leistungverstärker und Netzteil des Regent-Verstärkers 1000 H (Sp)

Die in Bild 17 gezeichnete Übertragungsanlage enthält ein großes Mischpult. Sie bietet etwa die in Abschnitt 3.1. beim Mixer 1222 genannten Anschluß-, Einstell- und Übertragungsmöglichkeiten. Die Übersichtsschaltpläne Bild 14 bis Bild 17 sind nur als Anlagenaufbaubeispiele zu betrachten. Es können auch andere Anschluß- oder Zusammenstellungsvarianten gewählt werden. Beim Zusammenschalten der Geräte sind vor allem die in den Bedienungsanleitungen der Einzelgeräte gegebenen Anschlußhinweise zu beachten (Ein- und Ausgangswiderstände bzw. -impedanzen, Eingangsempfindlichkeiten und Ausgangsspannungen). Ein hochohmiges Mikrofon darf man z. B. nicht an einen niederohmigen Verstärkereingang anschließen. Vertreten läßt sich der umgekehrte Fall, wenn dazu die Verstärkung ausreicht. Besondere Vorsicht ist beim Anschluß der Lautsprecher an die Verstärker geboten. Kurzschlüsse muß man vermeiden, da nicht alle Endstufen kurzschlußfest ausgeführt sind. Manche transistorisierten Endstufen können durch den Anschluß von Lautsprechern mit zu niedriger Impedanz sehr schnell zerstört werden. Ist z. B. für einen Verstärkerausgang eine Box von 8 Ω, 35 W vorgeschrieben, darf man keine Box mit einer Impedanz von z. B. nur 6 Ω oder 4 Ω anschließen. Hingegen ist es bei den meisten transistorisierten Endverstärkern zulässig, z. B. an einen Ausgang 4 Ω, 35 W eine Box von 8 Ω, 25 W anzuschließen, da solche höheren Lautsprecherimpedanzen die dem Verstärker entnommene Ausgangsleistung verringern. Die Zulässigkeit solcher Veränderungen hängt von der Schaltungskonzeption der jeweiligen Geräte ab.

Diese Beispiele zeigen, daß Anlagen aus Einzelgeräten fachgerecht zusammengestellt und angeschlossen werden müssen. Solche Arbeiten sollten daher nur Sachkundige vornehmen, die die behandelte Problematik beherrschen.

BU 177

John... 400V
 Jean... 40V
 U. B. ... 40V
 P. ... 25 W 1750V

Literatur

Einschlägige Serviceunterlagen sowie im Text genannte Zeitschriften

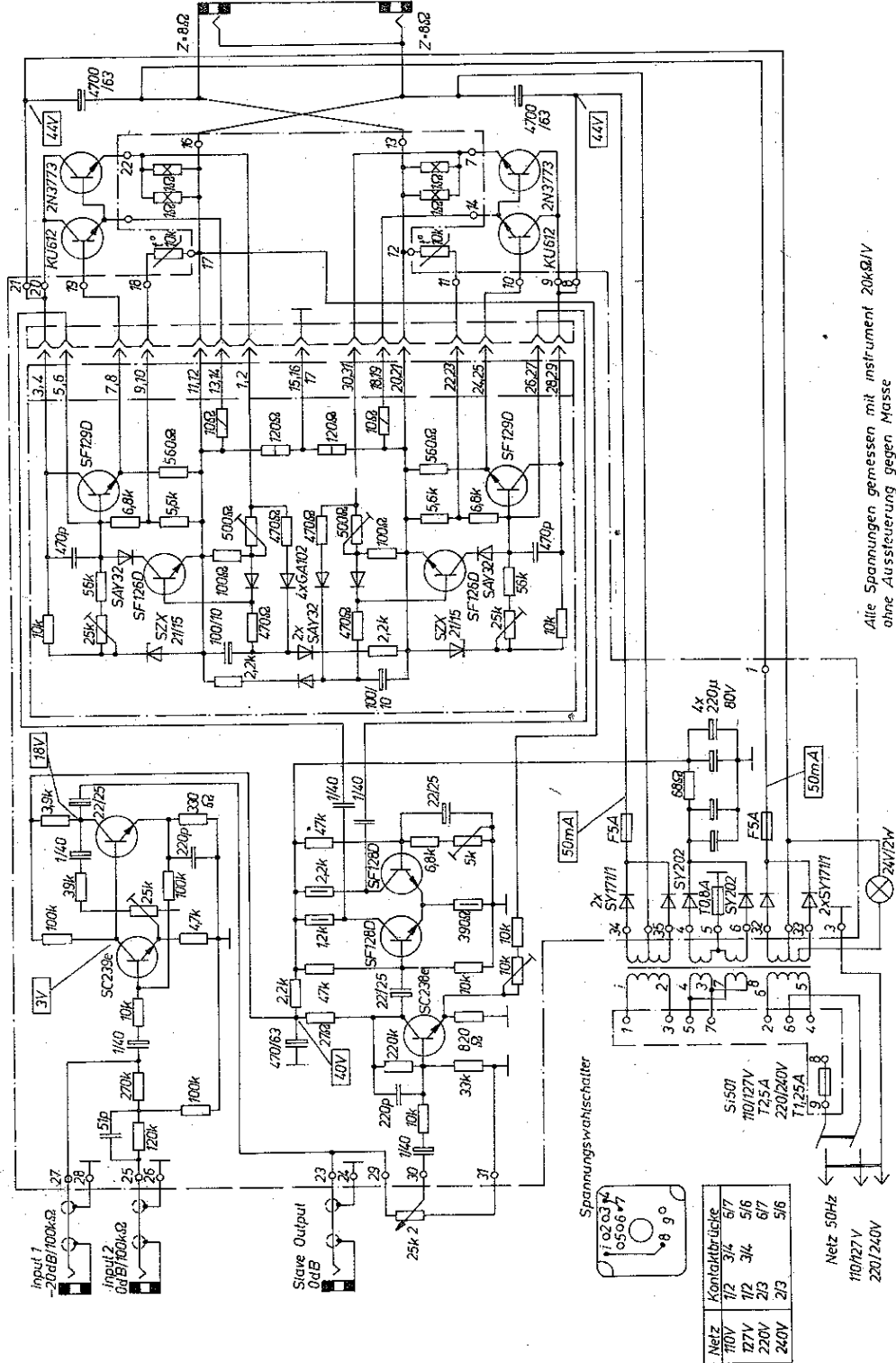


Bild 12 Regent-Verstärker Typ 1000 S (Sp)

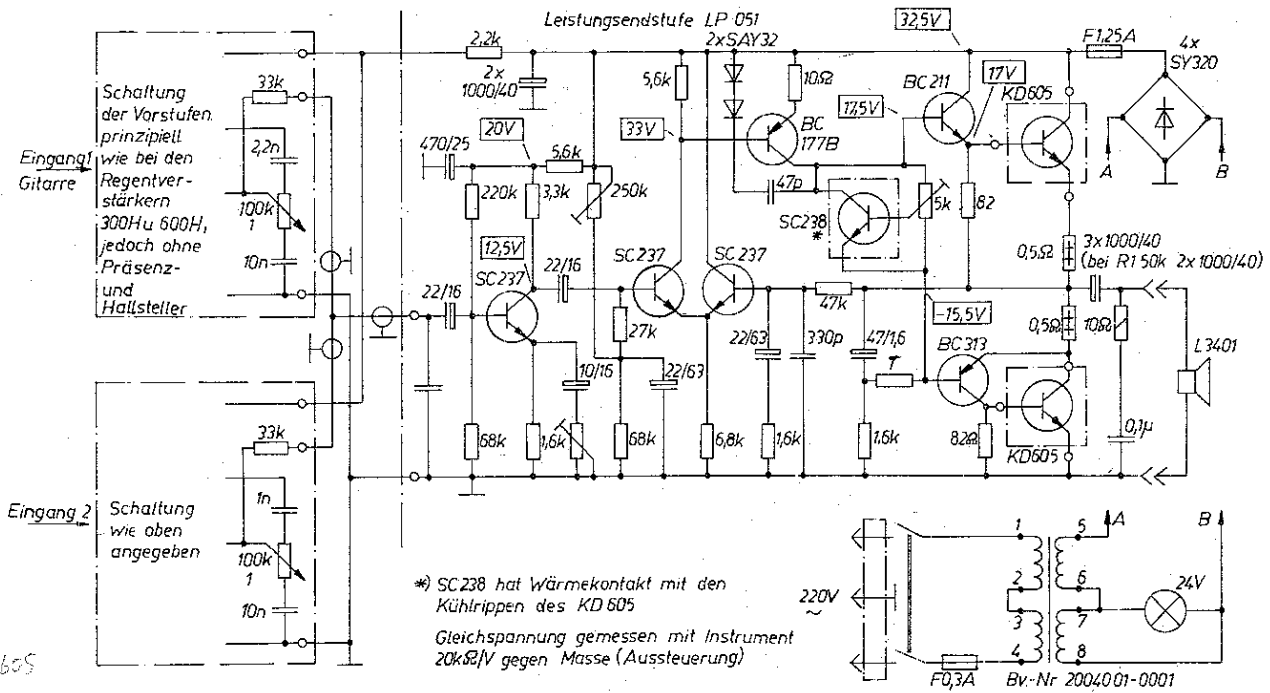


Bild 13
Regent-Verstärker
150 (Sp)

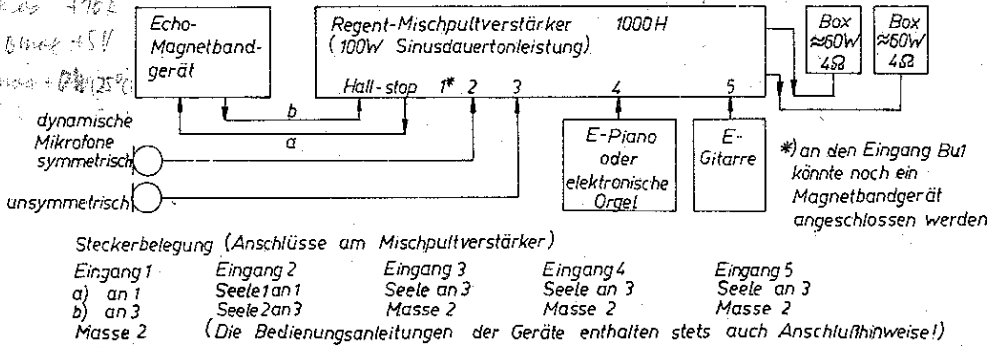


Bild 14
Beispiel für einen
Anlagenaufbau mit
einem Mischpult-
verstärker Regent
1000 H

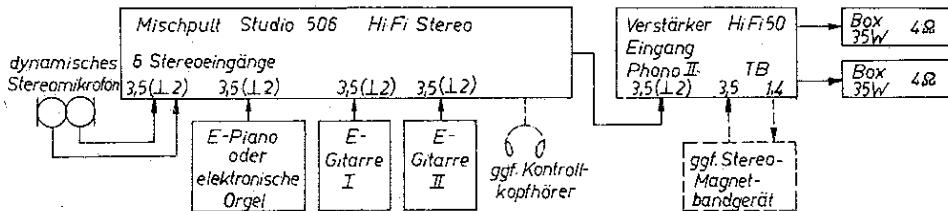


Bild 15
Anlagenaufbau bei-
spiel mit einem Ver-
stärker HiFi 50 und
dem Mischpult
Studio 506 HiFi
Stereo

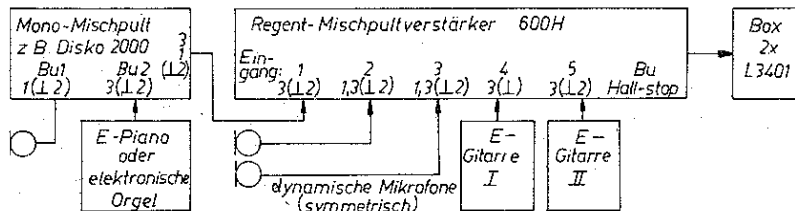


Bild 16
Kombinierte
Verwendung eines
Mischpultverstärkers
Regent 600 H
und eines
Monomischpults
Disko 2000
in einer Über-
tragungsanlage
(Beispiel)

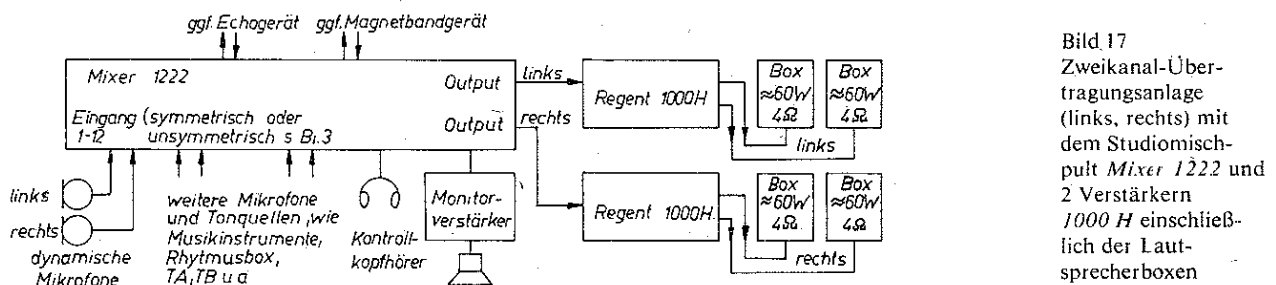


Bild 17
Zweikanal-Über-
tragungsanlage
(links, rechts) mit
dem Studiomisch-
pult Mixer 1222 und
2 Verstärkern
1000 H einschließ-
lich der Laut-
sprecherboxen



1. Einleitung

Musiksynthesizer (im folgenden nur noch Synthesizer genannt) sind monofone Tasteninstrumente, mit denen sich, wie es bereits die Bezeichnung ahnen läßt, musikalische Klänge synthetisieren lassen. Eine große Anzahl von Bedienelementen gestattet Einflußnahme auf Tonhöhe, Tonmodulation mit diversen Modulationssignalen, Tonänderung (abrupt oder gleitend), mitlaufende und feststehende Formantfilter, Mischung mehrerer Oszillatorfrequenzen im Ringmodulator, Intensitätsverlauf des jeweils angespielten Klangs u. dgl.

Bei den Synthesizern lassen sich generell zwei Aufbauvarianten unterscheiden:

- modularer Aufbau;
- Kompaktsynthesizer.

Modulare Systeme sind ständig durch weitere gleiche oder neue Funktionsblöcke ausbaufähig. Die Verknüpfungsmöglichkeiten der Moduln sind größer als beim Kompaktgerät. Allerdings ist die Programmierung, um ein gefordertes Klanggeschehen zu erzielen, kompliziert und zeitaufwendig. Modular aufgebaute Synthesizer eignen sich deshalb nicht für den Live-Einsatz; sie sind jedoch vorzüglich für die Studioarbeit brauchbar. Kompaktsynthesizer dagegen sind bezüglich der Kombination der Funktionsblöcke fest untereinander geschaltet. Durch Regler und Schalter kann die Wirkung der einzelnen Moduln beeinflusst werden.

Für eine schnelle Umprogrammierung existieren bei einigen Fabrikaten Festregister, die durch einen Knopfdruck abgerufen werden können.

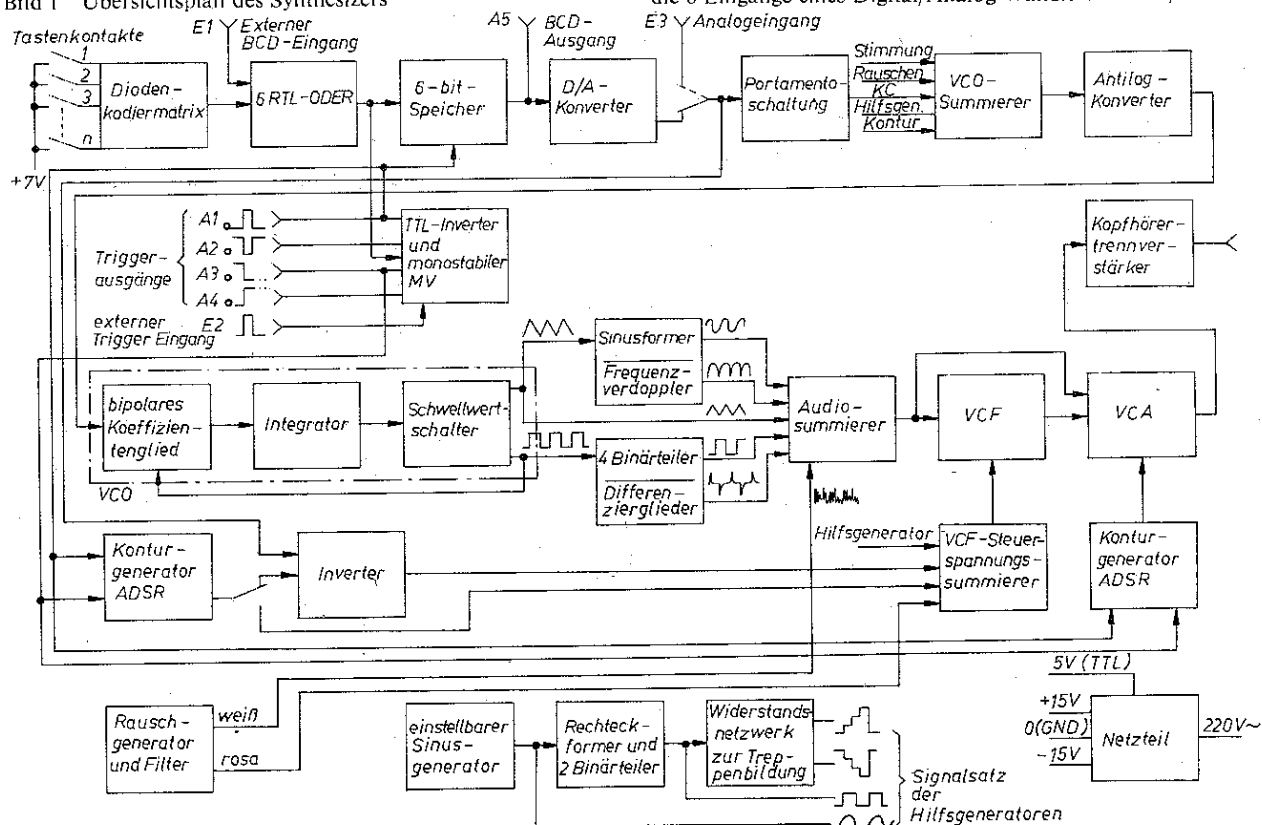
Der in diesem Beitrag vorgestellte Synthesizer ist ein Kompaktgerät, das zur Klasse der Mikrosynthesizer gerechnet werden

muß. Er stellt mit einem VCO, einem Filter mit Konturgenerator ADSR und einem Hüllkurvenformer mit ADSR sowie einigen Hilfsgeneratoren die Mindestvariante bezüglich der erforderlichen Funktionsblöcke dar. Ähnlich sind jedoch viele kommerzielle Synthesizer aufgebaut (z. B. *Micromoog*). Bereits mit dieser Minimalvariante lassen sich zahllose unterschiedliche Klangfarben und dynamische Klangstrukturen erzeugen.

2. Aufbau des Synthesizers

Bild 1 zeigt den Gesamtaufbau des Synthesizers, dessen generelle Funktionsweise im folgenden erläutert werden soll. Über die Tastenkontakte 1...n des Manuals werden die Spalten einer Diodenmatrix angesteuert, an deren 6 Zeilenausgängen ein jeweils geschlossener Tastenkontakt entsprechendes, BCD-kodiertes Wort ansteht. Um zum einen die Kontakte des Manuals bezüglich Strom zu entlasten sowie zum anderen einen externen BCD-Eingang zu realisieren, wurde in jede Signalleitung ein RTL-ODER-Glied eingefügt. Sobald eine oder mehrere Signalleitungen H-Potential führen (d. h., wenn ein Tastenkontakt geschlossen ist), wird in der Triggerschaltung ein Triggerimpuls von 1 ms Dauer sowie ein der Dauer des Tastenanschlages entsprechendes TTL-Triggersignal erzeugt. Außerdem stehen die invertierten Größen zur Verfügung. Der positive Triggerimpuls erscheint mit etwa 2 Gatterverzögerungen am Schieberegister links der beiden als Speicher benutzten Links-Rechts-Schieberegister D 195, wodurch das 6-bit-Wort, das an den Informationseingängen des Speichers ansteht, in den Speicher übernommen wird und an den Speicherausgängen erscheint. Mit jedem Tastenanschlag laufen die beschriebenen Prozesse in gleicher Weise ab. Die Speicherausgänge werden zum einen an die BCD-Ausgangsbuchse geschaltet, um ein externes Play-memory anschließen zu können, zum anderen gelangt das Speicherwort an die 6 Eingänge eines Digital/Analog-Wandlers. Der D/A-Wand-

Bild 1 Übersichtsplan des Synthesizers



ler erzeugt eine dem jeweiligen BCD-kodierten Wort äquivalente Ausgangsspannung. Dieses Ausgangssignal wird üblicherweise mit *KClin*, d. h. *keyboard-control linear*, bezeichnet. Über einen Umschalter gelangt das *KClin*-Signal an die Portamento-Schaltung. An die Eingangsbuchse E3 können im Bedarfsfall andere analoge Steuergrößen gelegt werden, die über den Umschalter wiederum an den Eingang der Portamento-Schaltung gelangen. Die Portamento-Schaltung gestattet sprunghafte oder gleitende Änderungen des *KClin*-Signals – je nach Einstellung des entsprechenden Potentiometers. Somit wird die Tonhöhenänderung des VCO bei Tastenwechsel entweder abrupt oder gleitend (Portamento) sein.

Im folgenden Summierer wird das *KClin*-Signal mit weiteren Steuergrößen, wie rosa Rauschen, ausgewählten Signalen aus dem Signalsatz der Hilfsgeneratoren, dem Kontursignal des ADSR und einer Steuergröße zur Stimmung des Oszillators, gemischt. Das Summensignal gelangt anschließend zum Antilog-Konverter, der die exponentielle Abhängigkeit des VCO-Steuer-signal vom *KClin*-Signal realisiert. Das konvertierte Signal wird mit *KCexp* bezeichnet. Auf die Notwendigkeit dieser Konvertierung soll nicht eingegangen werden; sie wurde in [1] ausführlich erläutert.

Mit dem *KCexp*-Steuersignal wird der VCO (voltage-controlled oscillator), der aus den Funktionsblöcken bipolares Koeffizientenglied, Integrator und Schwellwertschalter besteht, in seiner Frequenz gesteuert. Der VCO arbeitet nach dem Dual-slope-Verfahren, woraus sich 2 Ausgangssignalförmigkeiten ergeben: ein symmetrisches Dreieck- und ein symmetrisches Rechtecksignal. Das Rechtecksignal wird einer 4stufigen binären Teilerkette zugeführt, so daß 5 Rechtecksignale mit jeweils halbierten Frequenz zur Verfügung stehen. Mit RC-Differenzgliedern werden weitere 5 Audiosignale mit »Strings«-Charakter gewonnen.

Das Dreiecksignal gelangt zu einem Sinusformer, der es in ein sinusförmiges Signal konvertiert. Aus dem sinusförmigen Signal wird eine Wechselspannung doppelter Frequenz gewonnen, so daß der Mixereinheit folgender Audiosignalsatz angeboten wird: weißes Rauschen, nadelförmige Impulse, Rechteckimpulse, ein Dreiecksignal, ein Sinussignal und ein Halbwellensignal doppelter Frequenz.

Das Audio-Summensignal gelangt anschließend entweder über das spannungsgesteuerte Filter VCF (voltage-controlled-filter) bzw. direkt an den spannungsgesteuerten Verstärker VCA (voltage-controlled-amplifier).

Der positive Triggerimpuls und das Triggersignal gelangen an die Eingänge von 2 ADSR-Konturgeneratoren (ADSR attack, decay, sustain, release, also Anstieg, Abfall, Halte- bzw. Stützphase, Restnachklang nach Loslassen der Taste). Das Ausgangssignal des einen ADSR-Generators kann direkt bzw. invertiert dem VCF-Steuersummierer zugeführt werden. Mit jedem Tastenschlag ändert sich die Filtermittelfrequenz analog dem Kontursignal.

Der VCF-Steuer Spannungssummierer erhält weitere Steuersignale: rosa Rauschen, invertiertes *KClin*-Signal sowie (über einen Auswahlschalter) die gesamten Steuersignale der Hilfs-generatoren. Die Steuertheit des Filters entspricht mit etwa 1,6 V/Oktave der Steuertheit des VCO. Dadurch läßt sich die Filtermittelfrequenz per Tastatur in Reinstimmung spielen. Da das Filter, wie in Abschnitt 3.6 noch dargelegt wird, als Oszillator betrieben werden kann, steht somit ein zweiter VCO zur Verfügung. Das Ausgangssignal des zweiten ADSR-Konturgenerators steuert den VCA, wodurch dieser zum Hüllkurvenformer wird. Eine integrierte 5-W-Endstufe ist als Kopfhörerverstärker bzw. als Treiber für eine kleine Box vorgesehen. Für Übungszwecke sowie für Programmierexperimente reicht diese Leistung in den meisten Fällen aus. Zuletzt seien noch kurz die vorhandenen Hilfs-generatoren erwähnt. Es sind das ein Rauschgenerator, der weißes und niederfrequentes rosa Rauschen liefert, ein von etwa 1,5 bis 30 Hz einstellbarer Sinusgenerator, ein Rechteck-former, der das Sinussignal in ein Rechtecksignal umformt, und 2 in Reihe geschaltete Binärteiler, die Rechteckspannungen von halber und von einem Viertel der Frequenz sowie ein steigendes und fallendes Treppensignal erzeugen.

Ein stabilisiertes Netzteil liefert die 3 Betriebsspannungen +15, -15, +5 V (TTL) gegen 0.

3. Schaltungsbeschreibungen der einzelnen Leiterplatten

Die Funktionseinheiten gemäß Bild 1 wurden nach praktischen Gesichtspunkten auf Leiterplatten zusammengefaßt. Möglichst geringer Verdrahtungsaufwand zum einen und die begrenzte Kontaktzahl der Leiterplatten zum anderen sind die beiden dia-metralen Größen, zwischen denen ein Optimum zu finden ist. Der Verfasser hat für den Aufbau des Instruments Universal-leiterplatten vom Typ 13401 bzw. EXP 20 verwendet, die sich hervorragend für diesen Zweck bewährt haben.

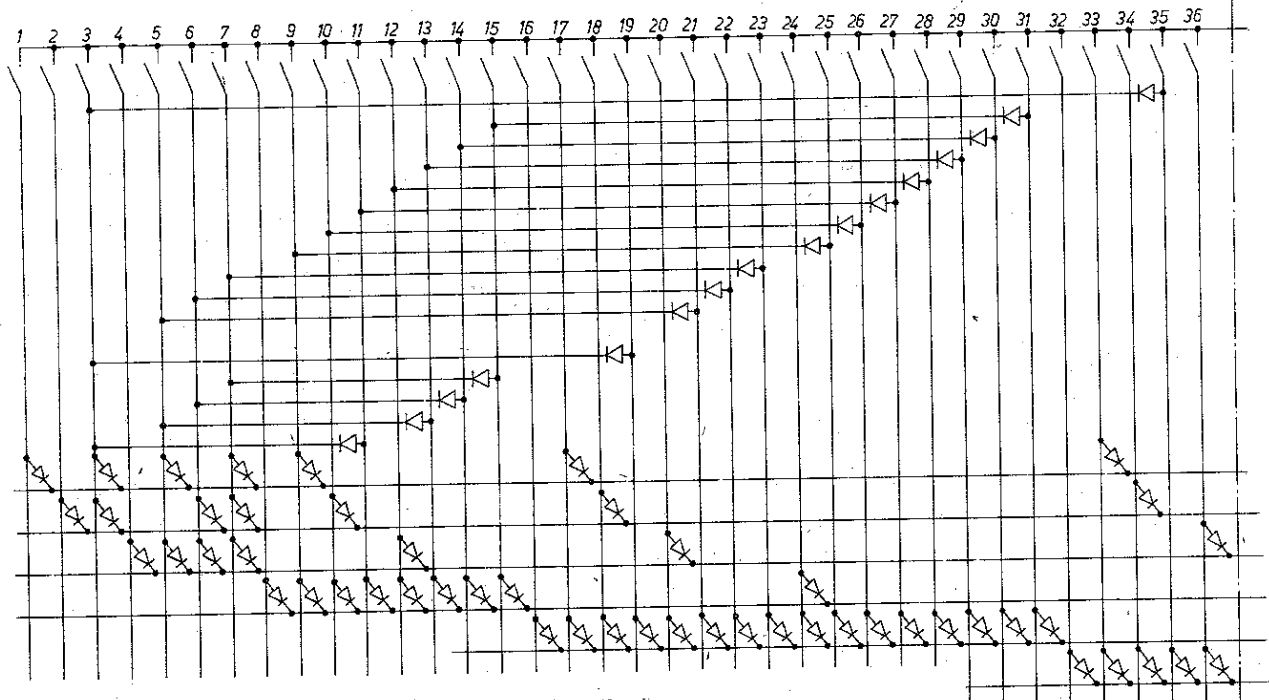
3.1. Diodenkodiermatrix, RIL-Oder, Trigger und Speicher (LP 1)

Die folgenden Erläuterungen beziehen sich auf Bild 2. Die digi-tale Keyboardschaltung ist für ein dreioktaviges Manual von $C = 130,8$ Hz bis $h^1 = 987,7$ Hz ausgelegt. Die Sammelschiene eines Orgel- bzw. selbstgebauten Manuals (Hinweise dazu findet der Leser in [2]) erhält eine positive Spannung von 7,5 V. Über den jeweiligen Emitterwiderständen R13 bis R18 müssen +5 V stehen, sobald einer der Kontakte 1 bis 36 geschlossen wurde. Die steuernde Spannung muß deshalb um $U_{BE} \approx 0,7$ V und (1 bis 2) $U_D (\approx 0,7$ bis 1,4 V) höher sein. Wenn einer oder mehrere Transistoren geöffnet sind, gelangt H-Pegel über die Dioden D68 bis D73 an den Eingang des TTL-Negators G1, wodurch sein Ausgangspegel von H nach L springt. Dieser H/L-Sprung wird über C1 differenziert und startet das aus G2 und G3 bestehende Monoflop. An Ausgang 14 bzw. 15 erscheint ein positiver bzw. negativer Impuls von etwa 1 ms Länge. Der positive Impuls ist gegenüber dem 6-bit-Wort um etwa 2 Gatterschaltzeiten verzögert. Dieses Wort steht quasi gleichzeitig an den Dateneingängen A, B, C, D der Speicher D 195. Der Impuls gelangt zu den Takt-eingängen für Linksschieben und bewirkt die Übernahme der anstehenden Information in den Speicher. Die internen Flipflops werden also durch die Informationssignale derart gesetzt, daß ein am Informationseingang anstehendes H am dazugehörigen Ausgang Q_n ebenfalls als H erscheint. Das gespeicherte Wort bleibt so lange im Speicher, bis durch erneuten Tastendruck ein anderes Wort eingeschrieben wird.

3.2. D/A-Wandler und Portamento-Schaltung (LP 2)

An Bild 3 soll die Funktionsweise dieser Schaltung erläutert werden. Die Ausgänge Q_{A1} bis Q_{D1} und Q_{AII} , Q_{BII} auf LP 1 sind an die Eingänge 9 bis 14 der LP 2 angeschlossen. Das niederwertigste Bit 2^0 ($\approx C = 130,8$ Hz) liegt an 9, das Bit 2^5 dementsprechend an 14.

Beim D/A-Wandler handelt es sich um einen Subtrahierer mit Elektrometereingang, dessen Theorie in [3] genauer nachzulesen ist. Solange alle Eingänge L-Pegel führen, sperren die Transi-storen T1 bis T6, wodurch die Bewertungswiderstände R7 bis R27 unwirksam sind. Am nichtinvertierenden Eingang des OPV1 liegt die über den Teiler R28, R32 halbierte Z-Spannung von D1. Durch die Gegenkopplung des Operationsverstärkers IS1 stellt sich die Spannung am invertierenden Eingang auf den gleichen Wert ein, d. h., der Ausgangspegel muß zwangsläufig Massepotential annehmen, also 0 V. Erhält jetzt 9 H-Potential, wird R1 leitend und legt die Reihenschaltung R7 bis R10 an Masse. Der vom Knotenpunkt (invertierender Eingang) abfließende Strom würde den Spannungspegel an diesem Punkt absenkten. Das wird automatisch durch den Gegenkopplungsmechanismus mit einer Erhöhung der Ausgangsspannung ausgeregelt. Leitet beispielsweise T2, so wird die Reihenschaltung R11, R12 wirk-sam. Ein doppelt so hoher Strom fließt vom Knotenpunkt nach Masse ab, so daß sich die Ausgangsspannung des OPV1 (IS1) gegenüber dem beschriebenen Fall 1 verdoppelt. Aus diesen kurzen Darlegungen läßt sich die Wirkungsweise des D/A-Wandlers weiter ableiten. Mit jedem höherwertigen Bit der Ein-gangsinformation verdoppelt sich die Ausgangsspannung – alle digitalen Zwischenwerte sind durch entsprechend BCD-kodierte Eingangsbelegungen realisierbar. Das Ausgangssignal wird des-halb mit *KClin* bezeichnet. Die Offsetspannung bei offenen In-formationseingängen wird mit R36 kompensiert, d. h., die Aus-gangsspannung an 7 stellt sich damit auf exakt 0 V. Danach er-



D1 D67 x SAY 42 o ä

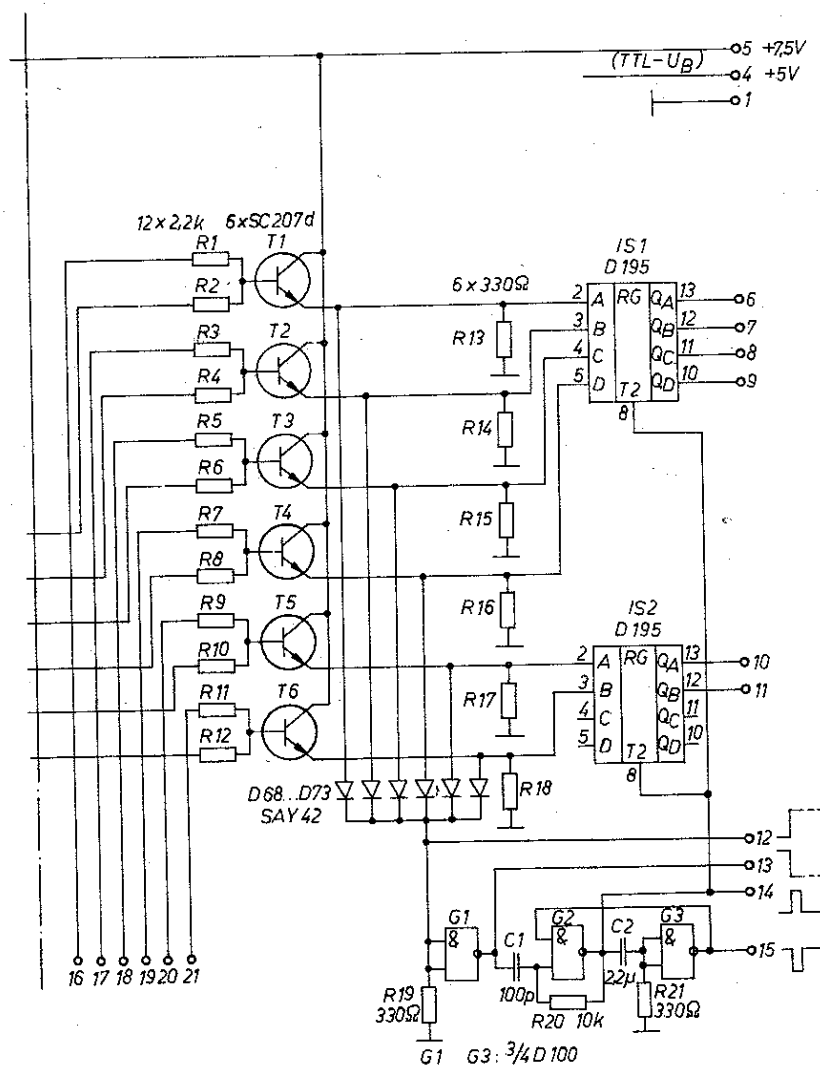
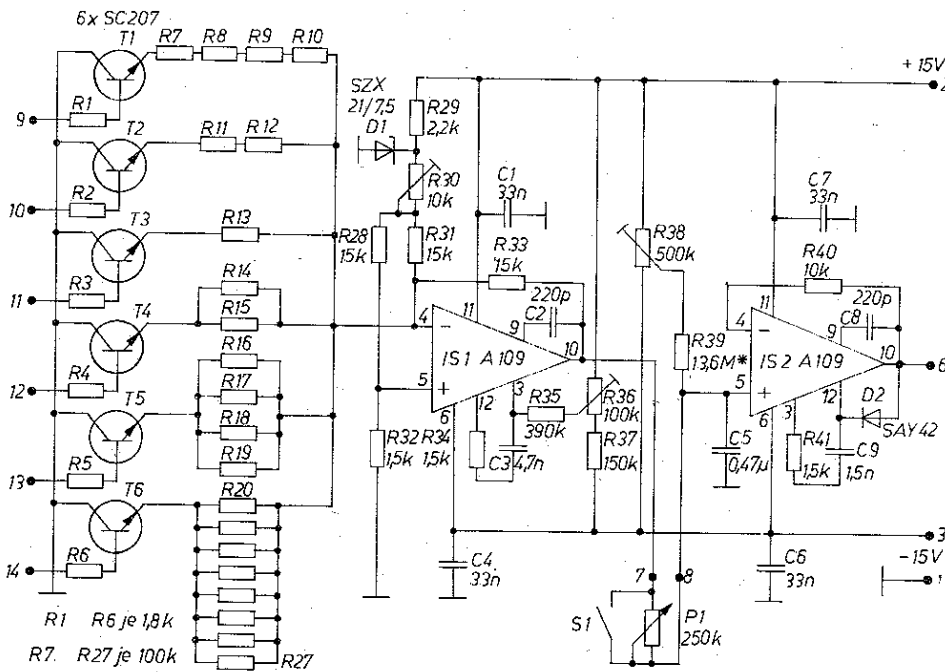


Bild 2
Stromlaufplan der
Leiterplatte LP I
mit den Funktions-
blöcken Dioden-
kodiermatrix,
RTL-ODER,
Trigger und Speicher

Bild 3
Stromlaufplan der
Leiterplatte LP 2
mit D/A-Wandler
und Portamento-
Schaltung



hält 14 H-Potential Die Referenzspannung am nichtinvertierenden Eingang wird mit R30 so eingestellt, daß am Ausgang 7 eine Spannung von +5 V erscheint. Der folgende OPV (IS2) ist als Elektrometervverstärker geschaltet. Sein dynamischer Eingangswiderstand ist in dieser Betriebsart sehr hoch (etwa 1 GΩ) Spannungssprünge am Ausgang von OPV1 werden durch das R/C-Integrierglied, bestehend aus P1 und C5, verzögert und verschliffen. Die Tonhöhe des folgenden VCO wird also nicht abrupt, sondern gleitend geändert (Portamento) Je nach Einstellung von P1 erfolgt eine schnelle oder langsame Portamento-Bewegung Über R39 und über das Einstellpotentiometer R38 wird der notwendige Eingangsstrom zur Verfügung gestellt. R38 wird dahin gehend eingestellt, daß bei Verändern von P1 keine hörbaren Tonänderungen des VCO auftreten Diese Einstellung kann demzufolge erst vorgenommen werden, wenn der Oszillator einschließlich der erforderlichen Funktionsblöcke angeschlossen ist Die Diode D2 an IS2 verhindert ein Latch up des OPV

3.3. VCO-Steuerspannungssummierer, Antilog-Konverter und I/U-Wandler (LP 3)

Grundlage der Erläuterungen ist Bild 4. Damit die Relation von KClIn-Signal und anderen Modulationsgrößen, wie Tremolosignal oder rosa Rauschen, konstant bleibt, müssen diese bereits vor der Antilog-Konvertierung gemischt werden Das übernimmt OPV1 (IS1), der als Summierer geschaltet ist Mit P1 wird die Stimmung des Instruments vorgenommen An den weiteren

Eingängen (7 bis 10) liegen die Steuersignale KClIn, Hilfsgeneratoren, rosa Rauschen und Kontursignal Es ist zu beachten, daß Summierer die Eingangsinformationen invertieren Das KClIn-Signal, das man sich als eine von 0 nach + linear ansteigende Treppe vorstellen darf (für den Fall, daß alle Tasten des Manuals in gleichmäßiger Folge vom tiefsten zum höchsten Ton angeschlagen werden), wird durch die Invertierung eine von 0 nach -5 V laufende Treppe. Durch die negative Spannung an 11, die mit dem Stimpotentiometer P1 eingestellt wird, erreicht man eine Potentialverschiebung am Ausgang von OPV1 Die tiefste Taste des Manuals bewirkt eine Spannung von +5 V am Ausgang des Summierers, während die höchste Taste (= F¹) eine Ausgangsspannung von etwa +0,1 V anstehen läßt Diese Pegellage ist erforderlich, weil der anschließende Antilog-Konverter (Exponentialkonverter) seinen höchsten Ausgangsstrom aus Anschluß 7 von IS3 abgibt, wenn die Steuerspannung am Steilheitssteller R14 0 V beträgt Dieser Fall bedeutet, daß die Basis von T1 des Transistorarrays IS3 über R15 an Masse liegt. Der nichtinvertierende Eingang des OPV (IS2) liegt über R10 an Masse Folglich wird sich die Ausgangsspannung des OPV derart einstellen, daß am Knotenpunkt 1 (invertierender Eingang) Massepotential herrscht Über R11 fließen etwa

$$I = \frac{+U_b}{R_{11}} = \frac{15 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 0,15 \text{ mA}$$

in den Knotenpunkt

Die Ausgangsspannung von OPV2 verschiebt sich in negativer Richtung bis der Transistor T1 der IS3 so weit aufgesteuert ist,

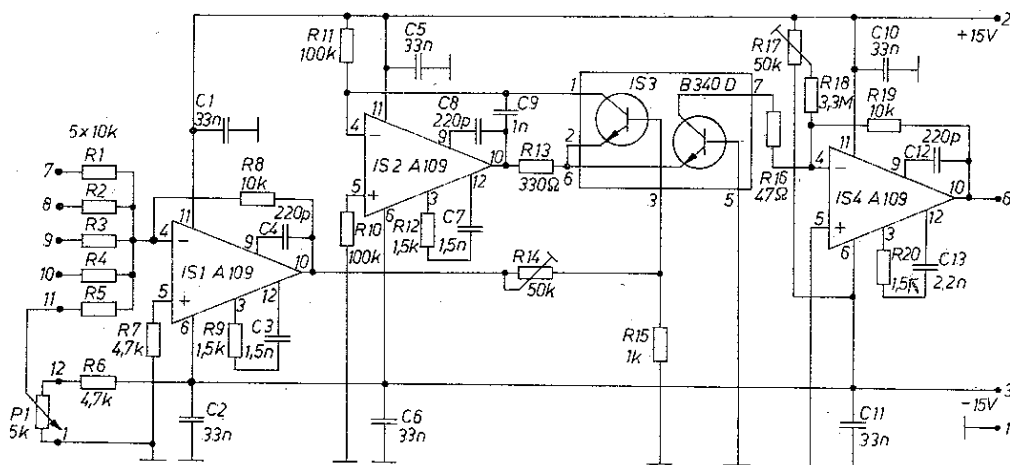


Bild 4
Stromlaufplan der
Leiterplatte LP 3
mit den Grundschat-
tungen VCO-Steu-
erspannungssummierer,
Antilog-Konverter
und I/U-Wandler



daß ein Strom von 0,15 mA mit umgekehrter Polarität in den Summenpunkt (Knotenpunkt) fließt. Damit wird die Summe der zufließenden gleich der Summe der abfließenden Ströme.

Die Kirchhoffsche Knotenbedingung ist erfüllt; das Potential des Knotens beträgt 0 V. Die Basis des Transistors T2 von IS3 ist direkt gegen Masse geschaltet, so daß bei gleichem Stromverstärkungsfaktor β ein gleich großer Strom negativer Polarität aus Anschluß 7 über R16 in den Knotenpunkt des als I/U-Wandler geschalteten OPV3 (IS4) fließt. Da auch dieser Knotenpunkt virtuelles Massepotential hat (nichtinvertierender Eingang des OPV3 liegt an Masse), wird der Transistor T2 der IS3 ebenfalls, wie T1, im ausgangsseitigen Kurzschlußbetrieb gesteuert. Der Ausgangsstrom folgt, über β verknüpft, dem Basisstrom, der bekanntlich eine exakte exponentielle Funktion der Basisspannung U_{BE} darstellt.

Die Ausgangsspannung des I/U-Wandlers OPV3 (IS4) wird mit R19 eingestellt. Sie ergibt sich zu $U_a = I_c R_1$ und variiert in der Schaltung zwischen 50 mV und 1,5 V.

Die Umsetztheilheit von etwa 1,6 V/Oktave für den VCO wird mit R14 zusammen mit den restlichen Baugruppen des VCO eingestellt. Mit R17 wird der Eingangsstrombedarf des OPV3 kompensiert, da dieser die exponentielle Funktion bei sehr kleinen Eingangsströmen (bei $I_c = 5$ bis $10 \mu A$) verfälschen würde. Die Einstellung von R17 kann ebenfalls erst mit angeschlossenem VCO erfolgen.

3.4. VCO (LP 4), bestehend aus bipolarem Koeffizientenglied, Integrator und Schwellwertschalter

Bild 5 zeigt den Stromlaufplan dieser Leiterplatte. Die an 7 anliegende positive Steuergröße (Ausgangssignal des I/U-Wandlers von LP3) erscheint bei nicht durchgesteuertem Transistor T1 mit gleichem Betrag und gleicher Polarität am Ausgang des bipolaren Koeffizientenglieds IS1. Über R10 fließt demzufolge ein positiver Strom in den Knotenpunkt des Integrators IS2 (invertierender Eingang). Der Integrationskondensator, der zwischen Ausgang und Eingang geschaltet ist, befindet sich außerhalb der Leiterplatte und wird umschaltbar ausgeführt, d. h. sein Wert läßt sich verdoppeln oder halbieren. Der positive Eingangsstrom läßt die Ausgangsspannung zeitlinear negativ werden. Diese negativ werdende Spannung liegt nach Teilung um $1/2$ am invertierenden Eingang des Schwellwertschalters IS3. Der Schwellwertschalter befindet sich zu diesem Zeitpunkt in der negativen Kipplage (d. h. $U_a = -6,2 V$), da die Eingangsspannung vorher positiv war. Etwa $1/5$ der Ausgangsspannung liegt am nichtinvertierenden Eingang der IS3. Dieser halbe Hysteresebetrag ist durch den Widerstandsteiler R17 und R16 eingestellt. Übersteigt nun die negative Spannung am invertierenden

Eingang diesen Hysteresewert, kippt die Schaltung spontan in den zweiten stabilen Zustand, d. h., die Ausgangsspannung beträgt jetzt +6,2 V, und am nichtinvertierenden Eingang liegen in diesem Schaltzustand etwa +1,7 V. Durch die zuvor gesperrte Diode D1 und den Basisschutzwiderstand R9 fließt während dieser Halbperiode ein Basisstrom in den invers geschalteten Transistor T1, der dadurch den nichtinvertierenden Eingang nach Masse durchschaltet. Dadurch wird IS1 zum invertierenden Verstärker mit $u_a = 1$. Die Eingangsgröße erscheint wiederum mit gleichem Betrag, jedoch mit vertauschter Polarität am Ausgang des OPV. Die Ausgangsspannung des Integrators läuft deshalb in die entgegengesetzte Richtung bis zum Erreichen der positiven Hysterese-schwelle an IS3, wodurch diese zurückkippt und dadurch T1 wieder sperrt. Ein gleicher Zyklus wie der beschriebene läuft ab. Am Ausgang des Integrators steht deshalb eine um 0 symmetrische Dreiecksspannung zur Verfügung und am Ausgang des Schwellwertschalters eine Rechteckspannung. Im gesperrten Zustand des Transistors T1 verursacht der Eingangsstrom des OPV (IS1) einen geringen Spannungsabfall an R5, der zu Abweichungen der Proportionalität im unteren Frequenzbereich, also bei Eingangspegeln der Steuerspannung von wenigen Millivolt, führt. Mit R2 wird im unteren Frequenzbereich, d. h. bei Eingangsspannungen um 10 bis 20 mV, eine symmetrische Dreiecksspannung durch Sichtkontrolle am Oszillografen eingestellt. Die Steuerspannung an 7 beträgt beim tiefsten Ton in der 8'-Lage ($C = 120,8 Hz$) etwa 100 mV, so daß die vorangegangene Einstellung bei einer etwa 10fach kleineren Steuerspannung voll den praktischen Erfordernissen entspricht. Im Sinne der Erhöhung der Slew-rate wurde die Frequenzkompensation zwischen Anschluß 3 und 12 bei IS3 fortgelassen. Geringe Abweichungen der Proportionalität zwischen U_{st} und f im oberen Frequenzbereich werden bei der Eichung im jeweiligen Bereich (4', 8' und 16') mit den Einstellpotentiometern, die in Reihe mit den Integrationskondensatoren liegen, beseitigt. Theoretische Darlegungen zu U:f-Wandlern findet der Leser in [3], [4] und [5].

3.5. Sinusformer, Frequenzverdoppler, Frequenzteiler und Audiosignalmixer (LP 5)

Bild 6 zeigt den Stromlaufplan dieser Leiterplatte. Das dem Ausgang 9 von LP4 entnommene Dreieckssignal mit einer Spannungshöhe von $U_{st} = 5 V$ gelangt an den Eingang 7 von LP 5 einer Sinusformerschaltung nach [6], bei der die Dioden im Gegenkopplungs-zweig liegen. Zu dem festen Gegenkopplungs-widerstand R12 werden mit steigender positiver oder negativer Ausgangsspannung durch die sich öffnenden Dioden weitere Widerstände (R11, R10, R9) parallelgeschaltet. Dadurch sinkt die Verstärkung des OPV (IS1). Bei $U_a = \pm 5 U_D$ überbrücken

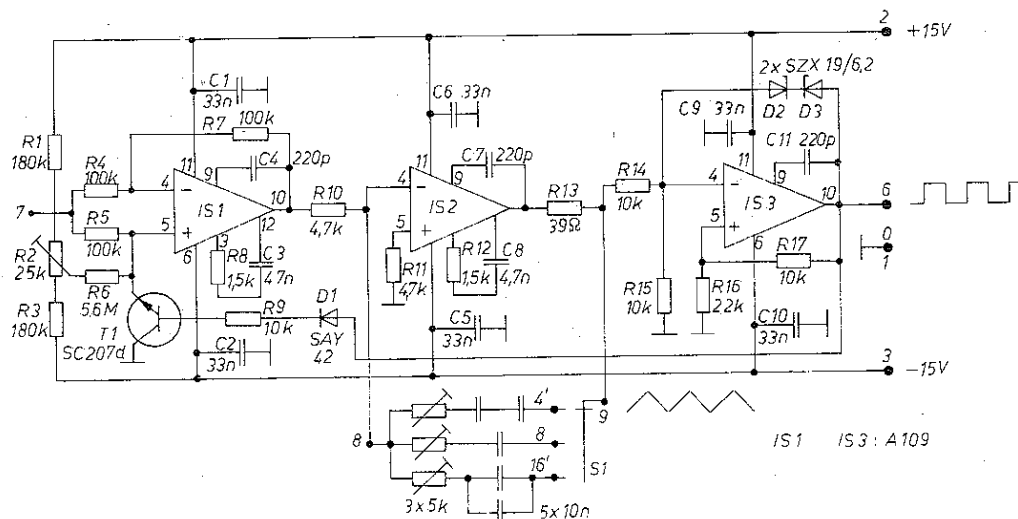


Bild 5
Stromlaufplan der
Leiterplatte LP 4,
die den VCO –
bestehend aus bi-
polarem Koeffi-
zientenglied, Inte-
grator und Schwell-
wertschalter – ent-
hält

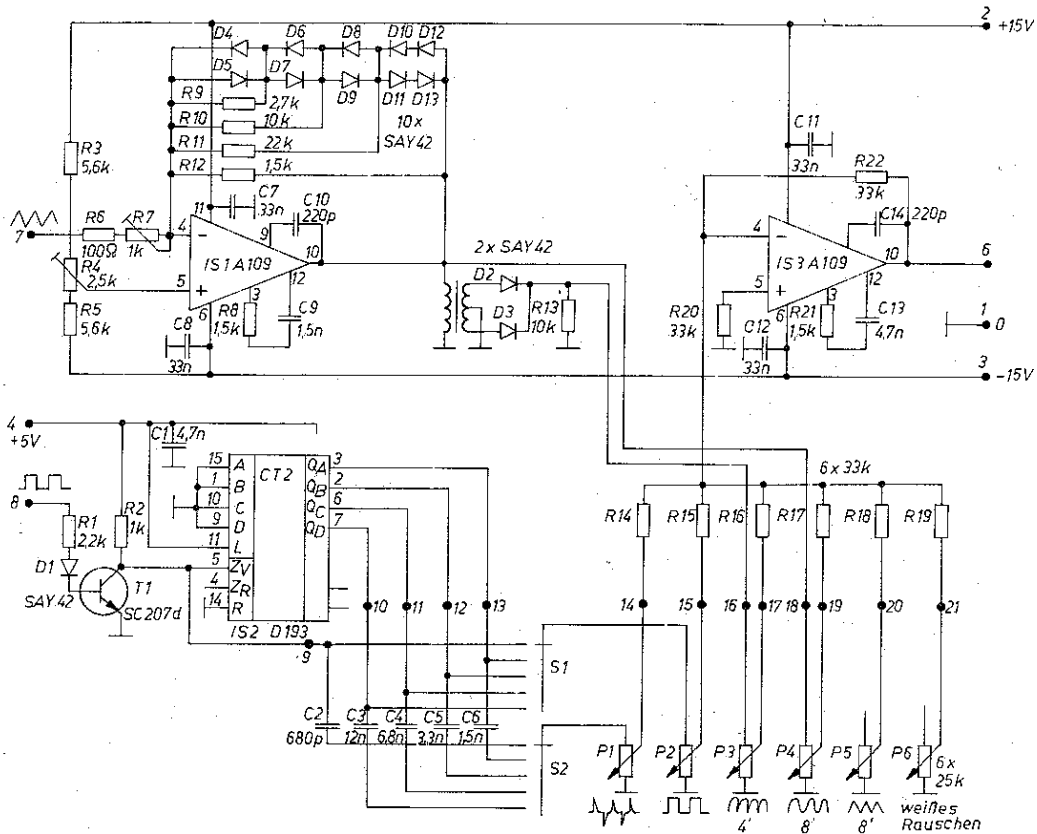


Bild 6
Stromlaufplan der
Leiterplatte LP 5 mit
den Funktions-
blöcken Sinusformer,
Frequenzverdoppler,
Frequenzteiler und
Audiosignalmixer

schließlich alle geöffneten Dioden den Gegenkopplungswiderstand R12, und die Ausgangsspannung wird dadurch auf diesen Wert begrenzt. Mit R7 stellt man auf saubere Sinuskurve, mit R4 auf Symmetrie nach visueller Beurteilung am Oszillografen ein. Die Ausgangsspannung gelangt zum einen über 18 an das Potentiometer P4 der Mixereinheit und zum anderen an den NF-Übertrager Tr1, der eine Primärinduktivität von gleich oder größer als 1 H haben sollte. Jede der sekundären Wicklungshälften soll die gleiche Windungszahl wie die Primärwicklung aufweisen. Am besten eignet sich eine Schalenkernspule 36 x 22 mit

einem A_L -Wert von 630 und einem Spulenkörper mit 3 Kammern. Alle 3 Kammern werden mit Draht, 0,1-mm-CuL, vollgewickelt. Bei gleichem Wickelsinn wird das Ende der einen Sekundärwicklung mit dem Anfang der zweiten verbunden. Diese Verbindung ist der erforderliche Mittelabgriff. Die Doppelweggleichrichtung mit D2 und D3 erzeugt ein Halbwellensignal doppelter Frequenz, das an 16 erscheint und an P3 der Mixereinheit angeschaltet ist. Das von 6 auf LP4 abgegriffene Rechtecksignal mit einer Spannungshöhe von $U_{sk} = 14 V$ liegt an 8 der LP5. Während die negativen Halbwellen durch die Diode D1 gesperrt werden,

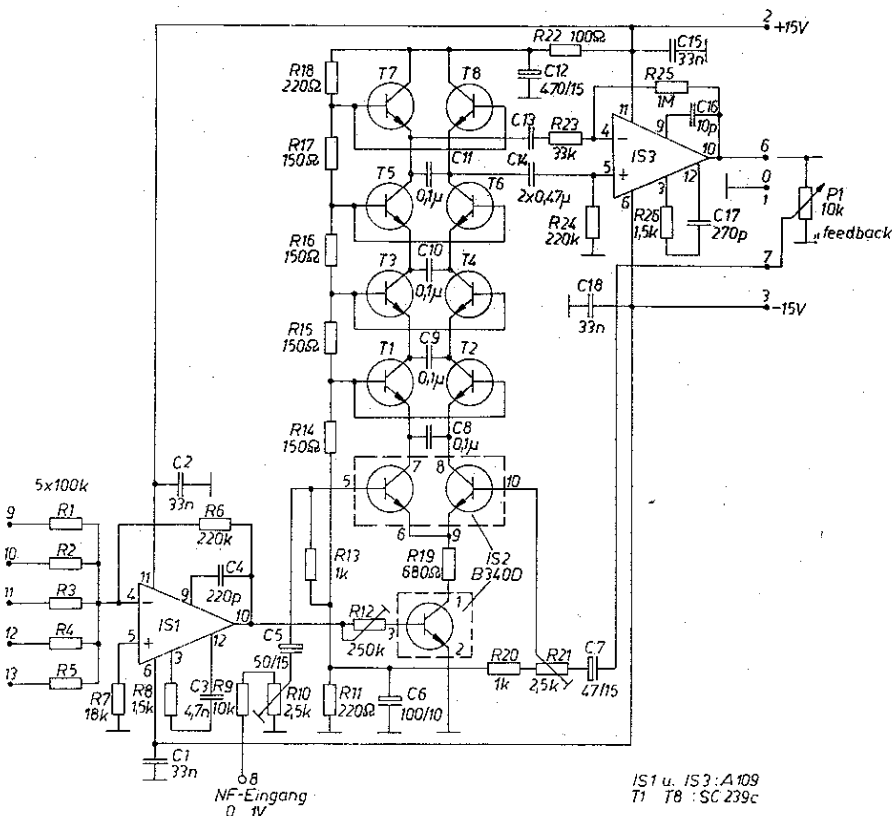


Bild 7
Stromlaufplan der
Leiterplatte LP 6 mit VCF-Steuer-
spannungssummierer
und spannungs-
gesteuertem Filter

IS1 u. IS3: A109
T1 T8: SC 239c



steuern die positiven Halbwellen den Transistor I1 durch. Das negierte und belastungsfähige Signal wird an den Zählengang für Vorwärtszählen des 4stufigen Binärzählers D 193 angeschlossen. An seinen Ausgängen Q_A bis Q_D kann eine jeweils in der Frequenz halbierte rechteckförmige Spannung abgegriffen werden. Die tiefen Rechtecklagen 64' und 32' sind für die musikalische Interpretation kaum zu verwenden, für technische Zwecke, für Geräuschimitationen usw. jedoch nutzbar. Mit den Kondensatoren C2 bis C6 und mit dem Nennwiderstand von P1 werden die Rechteckspannungen differenziert, wodurch ein mit Strings bezeichnetes nadelförmiges Signal entsteht.

An der Mixereinheit stehen somit 6 unterschiedliche Audiosignale zur additiven Klangsynthese bereit, wobei über Wahlwähler die Fußlage des Rechtecksignals und des Nadelsignals ausgewählt werden kann. Die Schleifer von P1 bis P6 sind mit den Eingängen des Audiosummierers verbunden, der das Summensignal an den Ausgang 6 liefert.

3.6. Spannungsgesteuertes Filter VCF (voltage-controlled filter) (LP 6)

Die in Bild 7 vorgestellte Schaltung beruht auf einer von R. Moog entwickelten Konzeption [1] enthält dazu einige theoretische Darlegungen. Die Funktionsweise soll daher nur in groben Zügen dargestellt werden. Das Transistorarray IS2 wirkt als Differenzverstärker mit steuerbarer Stromquelle im gemeinsamen Emittierzweig. Als Kollektorstromquelle werden in Reihe geschaltete Transistoren benutzt, deren Basen jeweils um 1,5 V aufgestockt sind. Der von der Stromquelle gelieferte Strom teilt sich gleichmäßig auf die beiden Stromzweige auf. Bei einem äußerst geringen Strom je Pfad öffnen die Transistoren nur sehr wenig, d. h., Ein- und Ausgangswiderstände der in Basisschaltung betriebenen Transistoren sind relativ hoch. In Verbindung mit den Kondensatoren C8 bis C11 liegt dementsprechend eine Reihenschaltung mehrerer Tiefpässe vor, so daß es zu einer Phasendrehung sowie zu einem Amplitudenabfall der am Emittierer von T7 und T8 entnommenen NF-Wechselspannung gegenüber der an 8 eingespeisten Niederfrequenz kommt. Der als Spannungsverstärker arbeitende OPV2 (IS3) ist so angeschlossen, daß das NF-Signal wiederum um 180° gedreht wird. Das am Schleifer von P1 abgegriffene und in 7 eingespeiste Ausgangssignal des Filters wird für die 180°-Frequenz phasenrichtig in das Filter eingespeist. Bei genügend

rückgeführter Energie ändert die Schaltung ihr Verhalten vom Tiefpaß zum Bandpaß und schließlich zum Oszillator. R21 wird so eingestellt, daß bei Rechtsanschlag von P1 (maximale Rückkopplung) die Schwingung im gesamten Frequenzbereich nicht abreißt. Mit R12 wird die gleiche Frequenzsteilheit von etwa 1,6 V/Oktave wie beim VCO eingestellt. Der Stromquellen-transistor der IS2 arbeitet als exponentielle Stromquelle, so daß das oszillierende Filter vom Manual aus in Reinstimmung gespielt werden kann. Dazu ist das KClin-Steuersignal an den VCF-Summierer geschaltet, in dem es mit weiteren Steuergrößen gemischt wird. Das sind: Kontursignal direkt oder invertiert, rosa Rauschen, Stimmung inklusive manueller Steuerung und die Hilfsoszillatorspannungen. Bild 8 zeigt ein spannungsgesteuertes Filter, das nach dem gleichen Prinzip arbeitet. Die Transistoren sind lediglich durch Dioden ersetzt worden. Die Dioden sollten im Sinne gleicher Kennlinieneigenschaften aus einer Fertigungscharge stammen. Anderenfalls müßten die Diodenkennlinien bei geringen Strömen (im Bereich zwischen 10 µA und 0,5 mA) gemessen und Exemplare mit annähernd gleichen Eigenschaften ausgelesen werden.

3.7. Spannungsgesteuerter Verstärker VCA (voltage-controlled amplifier) und NF-Endstufe (LP 7)

Bild 9 zeigt den Stromlaufplan dieser Leiterplatte. Das Audio-signal, das vom Audiomixer bzw. vom VCF abgegriffen wird, erhält vom spannungsgesteuerten Verstärker VCA eine durch den Tastenanschlag ausgelöste Konturmodulation. Das Kontursignal (auch »envelope« genannt) wird vom ADSR-Generator erzeugt und gelangt an den Steuereingang 9 des VCA. Der VCA stellt schaltungstechnisch eine Variante eines Einquadranten-multiplizierers dar und wurde in [7] näher erläutert. Mit R3 wird ein maximaler NF-Pegel von 10 mV eingestellt. Da das NF-Signal relativ klein ist, sollten in jedem Fall rauscharme NF-Transistoren vom Typ SC 239 d eingesetzt werden. Bei der maximalen Steuerspannung von +6 V trägt die Verstärkung der Stufe 30 dB, so daß etwa 300 mV NF-Pegel über den Koppelkondensator C3 an der Reihenschaltung von R12 und dem Pegelsteller R11 anliegen. Mit R11 wird ein Eingangspegel von 30 mV am Anschluß 6 der IS1 eingestellt. An den Ausgang 6 kann eine kleine Lautsprecherbox mit einem Z von wenigstens 4 Ω angeschlossen werden. Bei Kopfhörerbetrieb und bei abgeschalte-

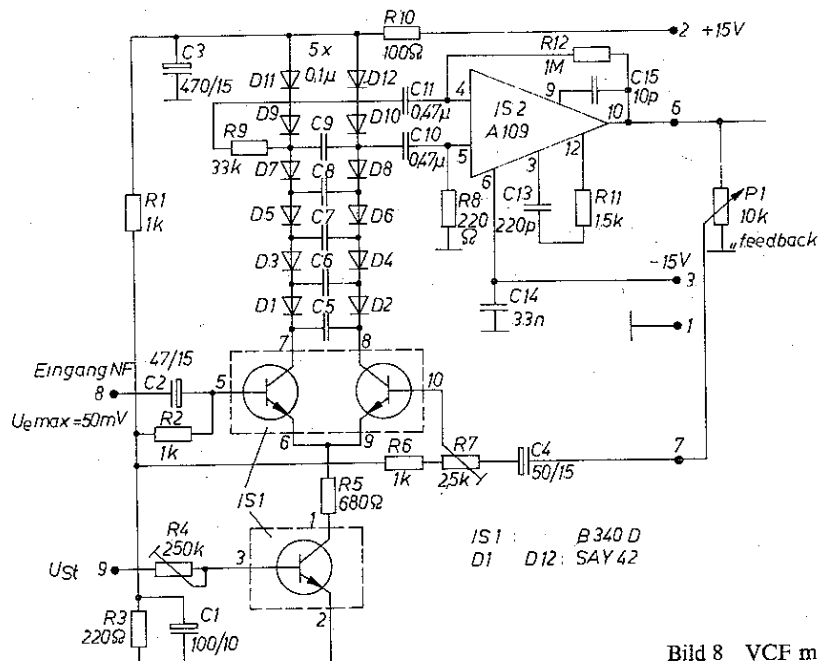


Bild 8 VCF mit Dioden als regelbare Tiefpaßwiderstände

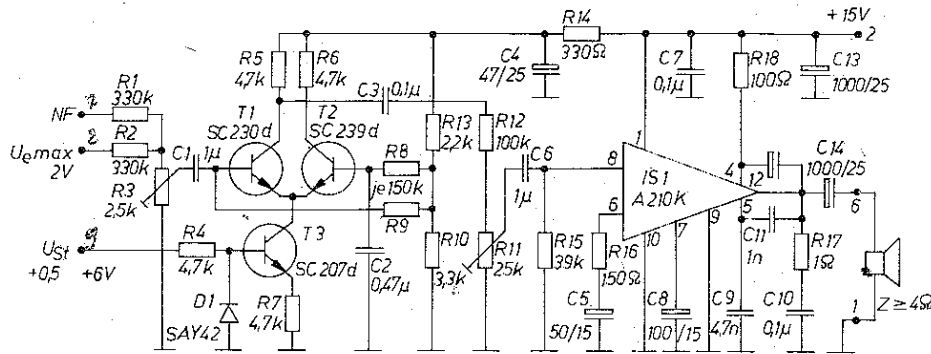


Bild 9
Stromlaufplan der Leiterplatte 7 mit den Funktionsblöcken spannungsgesteuerter Verstärker VCA und NF-Endstufe

tem Lautsprecher muß jedoch zur Ableitung des Reststroms von C14 ein ohmscher Ersatzwiderstand von $10 \Omega/4 \text{ W}$ an Stelle des Lautsprechers angeschlossen werden. An dieser Stelle wird das NF-Signal für die Ansteuerung externer Leistungsverstärker ausgekoppelt

3.8. Konturgenerator ADSR (LP 8)

Bild 10 zeigt den Stromlaufplan eines vom Verfasser entwickelten ADSR-Konturgenerators. Der Konturgenerator ist mit dem OPV1 (IS1) aufgebaut. IS2 wirkt lediglich als Impedanzwandler, damit ein belastungsfähiges Signal gewonnen wird. IS3 ist als invertierender Summierer geschaltet; sie invertiert das KLin-Signal für den Steuersummierer des VCF und liefert die invertierte Form des ADSR-Signals. Die Funktionsweise des Konturgenerators läßt sich folgendermaßen beschreiben: IS1 ist als hysteresebefahter Komparator geschaltet und hat in Normallage negatives Potential (-14 V) am Ausgang. Der nichtinvertierende Eingang liegt ebenfalls auf negativem Potential, das mit dem Rückkopplungswiderstand R3 und mit der Diode D1 auf etwa $-0,6 \text{ V}$ geklemmt ist. Ein an 13 erscheinender positiver

Triggerimpuls von etwa 1 ms Dauer öffnet zum einen den Transistor T2, der seinerseits den Ladekondensator C4 entlädt, falls dieser noch Ladung besaß, und kippt zum anderen den Komparator in die zweite stabile Lage. Die positive Ausgangsspannung von IS1 öffnet die Diode D3, so daß ein Ladestrom für C4 über den äußeren Steller P2 (attack) fließt. Mit diesem Steller wird demzufolge die Aufladezeit bestimmt. Die positive Ausgangsspannung an IS1 öffnet auch die Diode D4 und steht somit über R5. Damit sind die Dioden D5 und D6 gesperrt. Während des Aufladevorgangs von C4 kann also kein Strom vom Ladekondensator abfließen. Übersteigt nun die Ladespannung von C4 die Z-Spannung der Diode D2 ($U_z = 7,5 \text{ V}$), beginnt ein geringer Strom über R1 zu fließen. Übersteigt die positive Spannung an den Eingängen der IS1 ihre Polarität um, und der Ausgang kippt wieder nach $-U_0$ zurück. Die Dioden D3 und D4 sperren; die positive Sperrspannung für D5 und D6 fehlt, so daß jetzt ein Entladestrom von C4 über den äußeren Steller P3 (decay) nach Masse abfließt. Die Entladungsgeschwindigkeit wird somit nur von der Einstellung an P3 bestimmt. Während der Dauer des Tastenanschlags wird der Transistor T1 gesperrt und führt an seinem Kollektor $+U_0$ -Potential. An P1

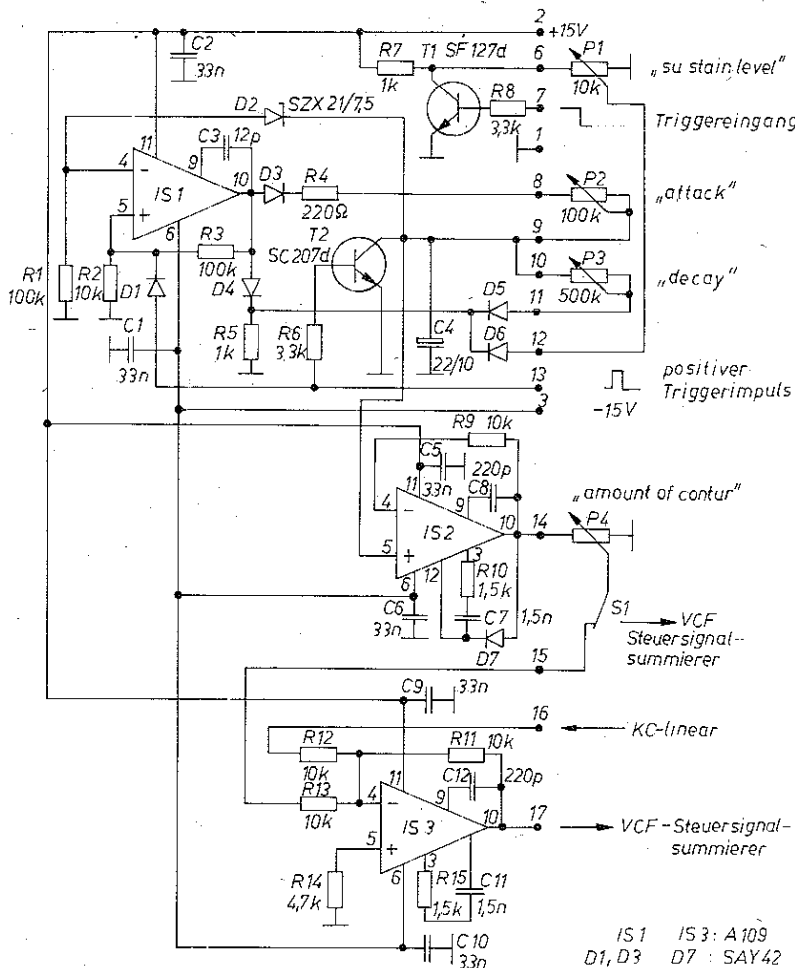
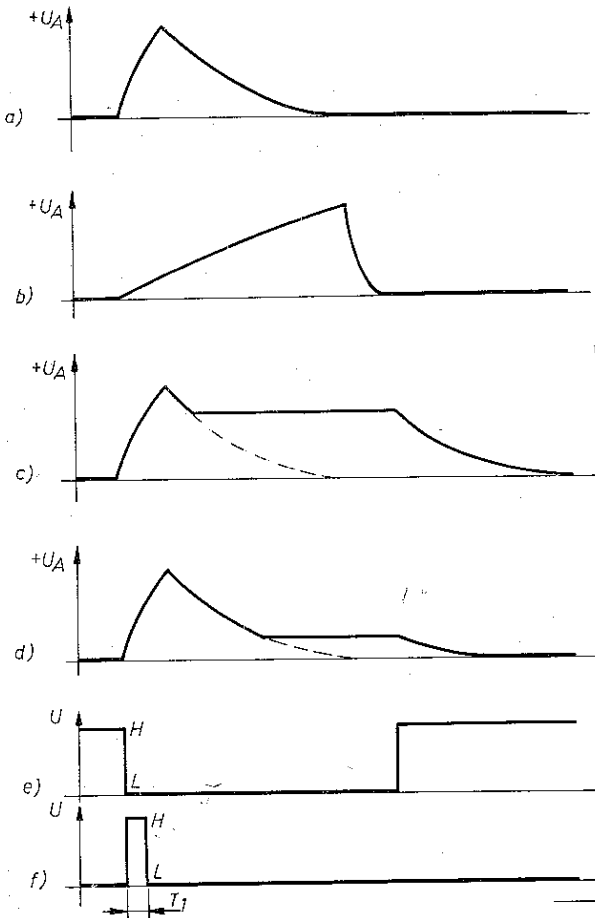


Bild 10
Stromlaufplan der Leiterplatte LP 8, Konturgenerator ADSR und Steuersignalinverter

IS1 IS3: A109
D1, D3 D7: SAY42



kann ein Teil dieses Potentials abgegriffen werden, das über die Diode D6 am Fußpunktwiderstand R5 steht. Die Entladung von C4 läuft bei entsprechender Einstellung von P1 nur bis zu diesem Spannungswert ab. Erst nach Loslassen der Taste wird T1 durchgesteuert; die Kollektorspannung nimmt den Wert 0 V an, und C4 entlädt sich über P3 vollständig. Der ADSR-Konturgenerator ist retriggerbar, d. h., ein zu irgendeinem Zeitpunkt eintreffender positiver Triggerimpuls setzt den ADSR in Bruchteilen einer Millisekunde auf 0 und startet ihn von neuem. Bild 11 zeigt deutlich die Arbeitsweise des ADSR bei verschiedenen Potentiometereinstellungen. Das am Kondensator C4 liegende ADSR-Signal wird durch den Spannungsfollower IS2 hochohmig abgegriffen und belastungsfähig an 14 zur Verfügung gestellt.

LP 9: 75% Beschaltung; Ausgangs 75-77, werden nicht benötigt

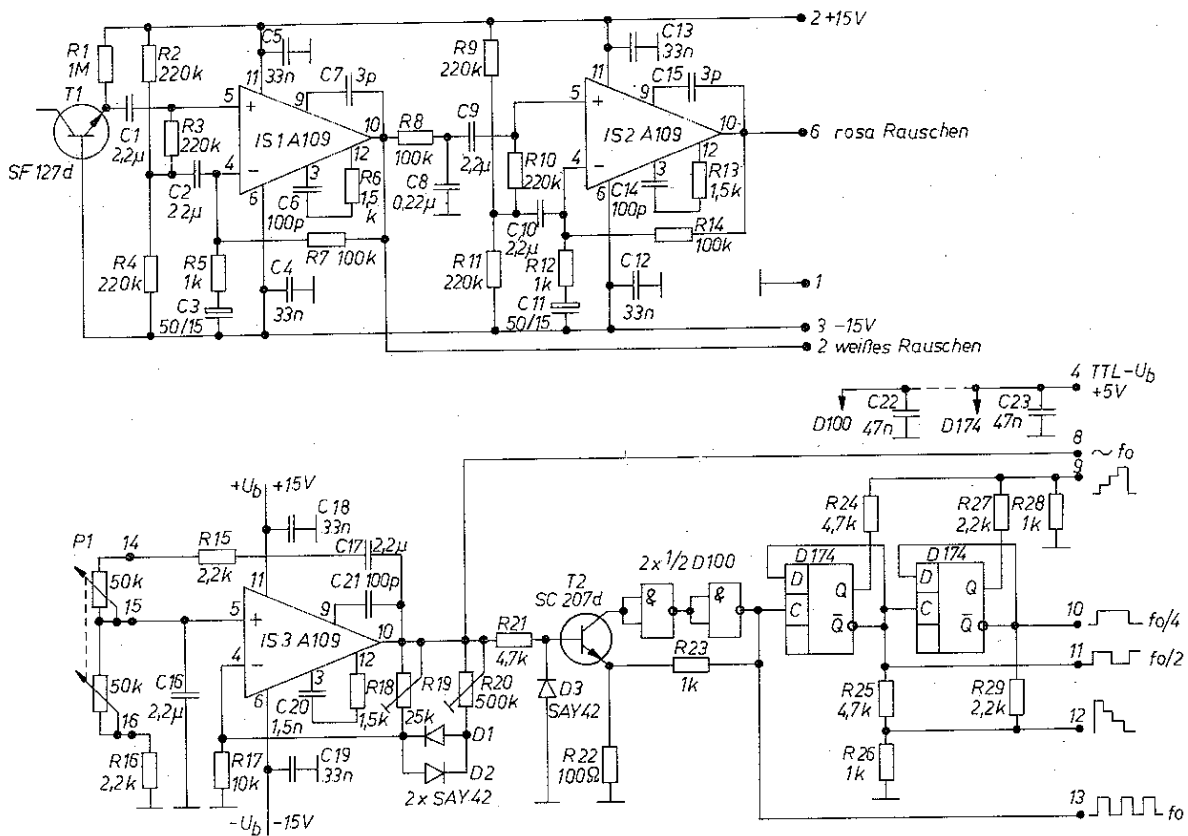
3.9. Hilfsgeneratoren (LP 9)

Bild 12 zeigt den Stromlaufplan dieser Leiterplatte. Sie enthält folgende (z. T. miteinander verknüpfte) Hilfsgeneratoren:

- Rauschgenerator für weißes und rosa Rauschen;
- Sinusgenerator für tiefe Frequenzen;
- Rechteckformer;
- Binärteiler mit Treppensignalerzeugung

Bild 11 Einige Verläufe des Hüllkurvensignals: a - kurze Attack-Dauer, lange Decay-Dauer, Sustain auf 0; b - lange Attack-Dauer, kurze Decay-Dauer, Sustain auf 0; c - kurze Attack-Dauer, lange Decay-Dauer, Sustain auf 75%; d - kurze Attack-Dauer, lange Decay-Dauer, Sustain auf 25%; e - Triggersignal mit einer dem Tastenanschlag entsprechenden Dauer; f - positiver Triggerimpuls

Bild 12 Stromlaufplan der Leiterplatte LP 9, Hilfsgeneratoren



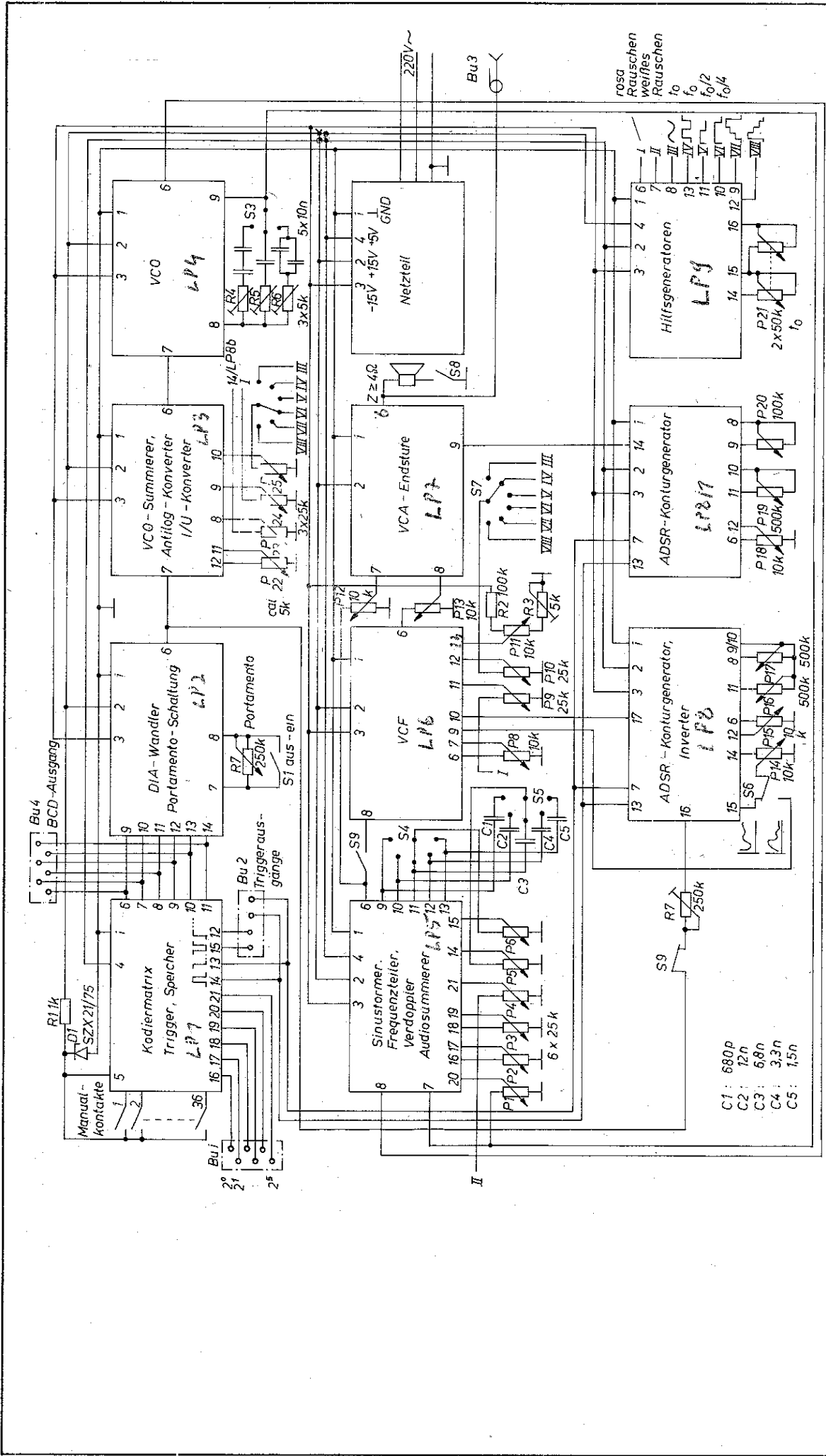


Bild 13 Gesamtstromaufplan des Synthesizers



Das von der in Sperrichtung betriebenen Basis-Emitter-Diode des Transistors T1 erzeugte homogene Rauschen in der Größenordnung von 10 mV wird durch den Wechselspannungsverstärker IS1 auf etwa 1 V verstärkt. An 7 kann dieses Signal abgegriffen werden. Gleichzeitig wird das Rauschsignal mit einem Tiefpaß erster Ordnung (R8 und C8) gefiltert. Das gefilterte Rauschen (rosa Rauschen) wird mit dem Verstärker IS2 auf eine Ausgangsspannung von maximal $U_{ss} = 3$ V verstärkt, die an 6 erscheint.

IS3 ist als Wien-Brücken-Generator beschaltet und erzeugt eine niederfrequente Wechselspannung, die sich mit dem Tandempotentiometer P1 in den Grenzen von 1,5 bis 30 Hz verändern läßt. Die Ausgangsspannung kann in einem begrenzten Bereich mit R20 eingestellt werden. Sie sollte $U1 = 2$ V betragen.

T2 und die beiden Gatter G1 und G2 bilden einen Schmitt-Trigger, der das sinusförmige Signal von IS3 in eine Rechteckschwingung mit etwa symmetrischem Tastverhältnis umformt. Zum einen gelangt das Rechtecksignal an 13, zum anderen an den Takteingang des Binärteilers FF1. Das in der Frequenz halbierte Signal gelangt wiederum an den Takteingang des Binärteilers FF2 und wird nochmals geteilt. Über Widerstände werden die Ausgangsspannungen der beiden Teiler derart summiert, daß ein fallendes und ein steigendes Treppensignal mit je 4 Stufen entsteht.

4. Gesamtschaltung und Aufbauhinweise

Die Wirkungsweise des gesamten Synthesizers läßt sich an Bild 13 gut erkennen. An Bu 1 kann eine digitale Quelle angeschlossen werden, die den VCO steuert. Zur Übernahme der Information in den Speicher bedarf es einer TTL-gerechten L-H-Flanke an Bu 2/Kontakt 12 der LP1. Dieser Übernahmeimpuls löst seinerseits den Triggermechanismus im Synthesizer aus. An Bu 4 steht die BCD-kodierte Information des angespielten Tones zur Verfügung; an Bu 2 kann der jeweils erforderliche Übernahmeimpuls für einen externen »Spiel-Speicher« (play-memory) abgegriffen werden. P 22 bis P 24 werden zweckmäßigerweise als Flachbahnpotentiometer nebeneinander in Mixeranordnung auf dem Frontplattenabschnitt »Oszillatorbank« montiert. Zu diesem funktionellen Bereich gehören weiterhin der Modulationssignal-Auswahlschalter S2 und der Oktavier-Schalter S3. Die auf der Bedienplatte sinnvoll daneben angeordnete Stellergruppe besteht aus dem Audiomixer mit den Flachbahnstellern P1 bis P6 sowie den Fußlagenwahlschaltern für Rechteck- und Nadelimpulse, S4 und S5. Mit S9 kann das Audiosignal vom Eingang des VCF getrennt werden. Soll das Filter als autonome Stimme gespielt werden, also als zweiter VCO, muß, um Mitzieherscheinungen des Oszillators zu vermeiden, dieser Schalter geöffnet sein. Der Frontplattenabschnitt »Filterbank« enthält die Mixeranordnung P9 (pink noise), P10 (modulation), P11 (calibration) und P14 (amount of contour), zu der der Modulationssignal-Auswahlschalter S7 zählt. Etwas gesondert, aber zur Filterbank gehörend, werden P15 (sustain level), P16 (decay) und P17 (attack) angeordnet. Die letzte Funktionsgruppe wird mit »Verstärkerbank« bezeichnet und enthält P12 (audio original) und P13 (audio of filter). Mit diesen Reglern wird das Mischungsverhältnis von originalelem und gefiltertem Audiosignal gewählt.

Wie bei der Filterbank werden P18 (sustain level), P19 (decay) und P20 (attack) angeordnet. Ergänzt wird die Funktionsgruppe durch den Lautsprecherschalter S8 und durch die Kopfhörerbuchse Bu3. Links neben dem Manual werden zweckmäßigerweise die sogenannten Spielhilfen angeordnet. Dazu zählen:

- Portamento-Steller P7 mit Aus/Ein-Schalter S1;
- Tempo-Steller des Sinusmodulationsgenerators P21;
- Schalter S9, mit dem das Mitlaufen der Filter-Resonanzfrequenz in Reinstimmung abgeschaltet werden kann;

- eventuell ein vertikales Handstellrad von P25 (Modulation des VCO), der in diesem Fall nicht im Steuermixer des VCO montiert ist.

Auf diese Schaltung und auf Erläuterungen zum Netzteil wurde aus Platzgründen verzichtet. Der interessierte Leser findet in der einschlägigen Fachliteratur, z. B. [8], [9], genügend Schaltungen und Hinweise für die Realisierung. Die 5-V-TTL-Versorgungsspannung sollte elektronisch stabilisiert und bis 0,5 A belastbar sein. Die beiden Versorgungsspannungen für die übrige Elektronik müssen sehr genau stabilisiert werden (am sinnvollsten 2 stabilisierte Quellen mit integriertem Spannungsstabilisator MAA 723 bzw. OPV A 109 und äußerem Darlington-Leistungstransistor).

Die negative Quelle wird mit maximal 200 mA belastet, die positive Quelle dagegen bis über 0,8 A bei maximaler Leistung der Endstufe. Dieser Tatsache muß durch ein reichlich dimensioniertes Netzteil Rechnung getragen werden.

Literatur

- [1] Schulze, H.-J.: Musiksynthesizer selbst gebaut, electronica Band 180, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980
- [2] Engel, G.: Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente, electronica, Band 132 bis 135, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [3] Tietze, U./Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik, Kapitel 10, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1974
- [4] Autorenkollektiv: Mikroelektronik in der Amateurpraxis, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980, Abschnitt 2, Kühne, H., A/D-Umsetzer
- [5] Seifart, M./Bogk, D.: Spannungs- und Stromfrequenzwandler nach dem Integrationsverfahren, radio fernsehen elektronik 26 (1977) Heft 15, Seite 507
- [6] Kühnel, Cl./Postel, U.: Der elektronische Synthesizer, radio fernsehen elektronik 28 (1979) Heft 2, Seite 119 bis 125, und radio fernsehen elektronik 28 (1979) Heft 3, Seite 184 bis 188
- [7] Spannungsgesteuerter Differenzverstärker, Halbleiterbeispiele HFO, Referat in radio fernsehen elektronik 25 (1976) Heft 14, Seite 448
- [8] Jakubaschk, H.: Das große Schaltkreisbastelbuch, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978
- [9] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109, electronica, Band 170, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1979

Die praktische Tabelle

Tabelle Schallplatten-Daten

Art	Durchmesser in cm	Umdrehungs- zahl in der min	Rillen- breite in μm
Normalplatte	25 bzw. 30	78	120
Mikrorillenplatte (mono)	17	45	55
Langspielplatte (stereo)	17	45	45
Langspielplatte (stereo)	30	33	45
Langspielplatte (mono)	30	16	55

Beispiele

X 1 K 25

Aufzeichnungs-Wiedergabekopf mit einem System (Mono) für Halbspuraufzeichnung (Kassette, Spurbreite 1,45 mm) und der Typnummer 25.

X 2 C 43

Aufzeichnungs-Wiedergabekopf mit 2 Systemen (Stereo) für Viertelspuraufzeichnung (Kassette, Spurbreite $2 \times 0,56 \text{ mm}$) und der Typnummer 43

Tabelle Abtastnadel-Kennzeichnung

Die farbige Kennzeichnung der Abtastnadel findet man auf dem Nadelträger oder dem Nadelschaft

Grün – Saphir für Normalrille

Weiß – Saphir für Mikrorille (der weiße Punkt kann eventuell entfallen)

Gelb – Diamant für Mikrorille

weißes Nadelträgerlager = 23 SD

blaues Nadelträgerlager = 24 SD

gelbes Nadelträgerlager = 231 SD

Tabelle Daten zum Magnetband

Bandgeschwindigkeiten 19,05 cm/s – 9,53 cm/s – 4,76 cm/s – 2,38 cm/s

Breite des Magnetbandes
bei Kassetten 6,25 mm
3,81 mm

Magnetband-Spurbreiten

Halbspur 6,25 mm (mono) $2 \times 2,2 \text{ mm}$

Viertelspur 6,25 mm (stereo) $4 \times 1,0 \text{ mm}$

Halbspur 3,81 mm (mono) $2 \times 1,45 \text{ mm}$

Viertelspur 3,81 mm (stereo) $4 \times 0,56 \text{ mm}$

Tabelle Magnetkopf-Typbezeichnung nach TGL 33 985

Eine Magnetkopfbezeichnung besteht aus 4 Stellen:

1. Stelle – Funktion des Magnetkopfes

A – Aufzeichnen	X – Aufzeichnen und Wiedergeben
L – Löschen	
V – Vormagnetisieren	Y – Aufzeichnen, Löschen und Wiedergeben
W – Wiedergeben	
2. Stelle – Anzahl der voneinander unabhängigen Magnet-systeme je Funktion

1 – ein System
2 – zwei Systeme
usw.
3. Stelle – Einsatzmöglichkeiten

I – Vollspur	3,81 mm
K – Halbspur	3,81 mm
C – Viertelspur	3,81 mm
V – Vollspur	6,25 mm
H – Halbspur	6,25 mm
Q – Viertelspur	6,25 mm
4. Stelle – Typnummer des Herstellers

(An 5. Stelle kann als Zusatzinformation ein Buchstabe eine vom Normalfall abweichende Ausführung kennzeichnen.)



Schaltungsvorschläge für Digitaluhren in
 MOS-Hochvolttechnik (Blatt 1)

1. Einleitung

Wie aus Bild 1 hervorgeht, besteht eine Digitaluhr aus folgenden Baugruppen: Quarzgenerator, Teiler, Zähler, Treiberstufen, Anzeige und Stromversorgung. Der Quarzgenerator stellt eine Taktspannung im Kilohertzbereich zur Verfügung, die von der Teilerstufe auf Sekunden- oder Minutenimpulse geteilt wird. Diese Zeitimpulse werden von einer Zählerkette gezählt, wobei die Zähler *Sekundenzehner*, *Minutenzehner* und *Stundenzehner* entsprechend vorzeitig zurückgesetzt werden müssen. Die Stellogik bewirkt, daß von außen ein Stellen der Digitaluhr möglich ist, d. h., hierdurch gelangen zusätzlich Zählimpulse auf die entsprechenden Zähler. Das Netzteil sichert die Stromversorgung der Digitaluhr. Für Hochvolt-MOS-Schaltkreise werden dabei laut Herstellervorschrift 2 Betriebsspannungen (-13 und -27 V) benötigt.

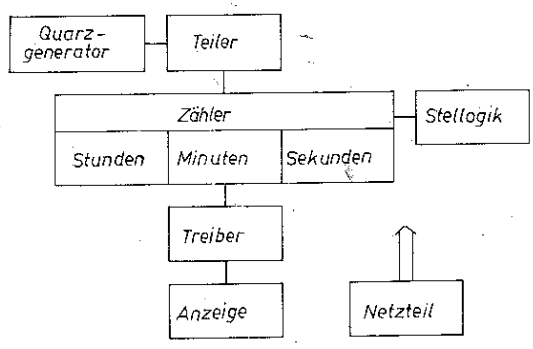


Bild 1 Übersichtsschaltplan einer Digitaluhr

2. Quarzgenerator

Der Quarzgenerator stellt die wichtigste Baugruppe in der Digitaluhr dar, da er für die Ganggenauigkeit verantwortlich ist. Bei Realisierung in MOS-Hochvolttechnik sollte die Quarzfrequenz im Bereich zwischen 30 und 500 kHz (maximal 1 MHz) gewählt werden. Die nachfolgende Teilerstufe kann dabei (z. B. Realisierung mit *U 111 D*) bestimmte Festwerte des Quarzgenerators fordern.

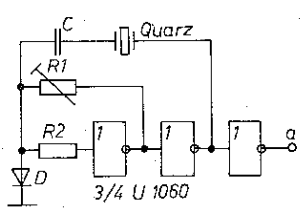


Bild 2 Quarzgenerator

Mit dem NOR-Gatter-Schaltkreis *U 106 D* sowie mit 3 Widerständen, einer Diode, einem Kondensator und einem entsprechenden Quarz läßt sich ein geeigneter Quarzgenerator aufbauen. Für die Generatorschaltung nach Bild 2 sind für die Schwingungserzeugung nur die Gatter *G1* und *G2* sowie *C* und *R* notwendig. Das Gatter *G3* verstellert die Flanken. Es entkoppelt außerdem den Generator von der übrigen Schaltung so, daß sich Lastschwankungen nicht auf die Stabilität der Quarzfrequenz auswirken können. Die Diode *D* und der Widerstand *R2* verhindern, daß auftretende positive Impulse über die Gateschutzdiode am Eingang des NOR-Gatters abgeleitet werden. Gemäß Herstellervorschrift darf die Gateschutzdiode nicht für Begrenzungszwecke genutzt werden; sie soll das Gate nur vor statischen Aufladungen schützen.

3. Teilerinheit

Zur Realisierung von Teilerstufen stehen im wesentlichen 2 Schaltkreise zur Verfügung.

3.1. Teilerstufen mit *U 112 D*

Der *U 112 D* enthält 7 binäre Teilerstufen. Seine Grenzfrequenz wird mit 125 kHz angegeben. Bei Einsatz des *U 112 D* besteht der Vorteil, daß an beliebiger Stelle Rückführungen angebracht werden können, so daß man nicht eine fest vorgegebene Generatorfrequenz benötigt. Er hat jedoch den Nachteil, daß er sich nicht rücksetzen läßt. Daraus folgt, daß er als Teiler maximal zur Erzeugung von Sekundenimpulsen eingesetzt werden sollte. Bild 3 zeigt eine Schaltung, die von 32,768 kHz auf 1-s-Impulse teilt. Dafür werden 2 Schaltkreise vom Typ *U 112 D* benötigt. Da man insgesamt jedoch 15 binäre Teilerstufen braucht, wurde aus ökonomischen Gründen für die letzte Teilerstufe das RST-Flipflop *U 103 D* eingesetzt. In der Schaltung nach Bild 4 wird von 100 kHz auf 1 s geteilt. Dazu sind 14 Teilerstufen erforderlich, wobei jetzt außerdem 7 Rückführungen benötigt werden. Bei einem L-Impuls am Ausgang *a* gelangt ein differenzierter negierter Impuls (H-Impuls) über die Dioden auf die entsprechenden Teiler Eingänge und bewirkt eine entsprechende Voreinstellung. Zur Impulsnegierung wurde wegen seiner höheren Belastbarkeit ein *SMY 50* eingesetzt.

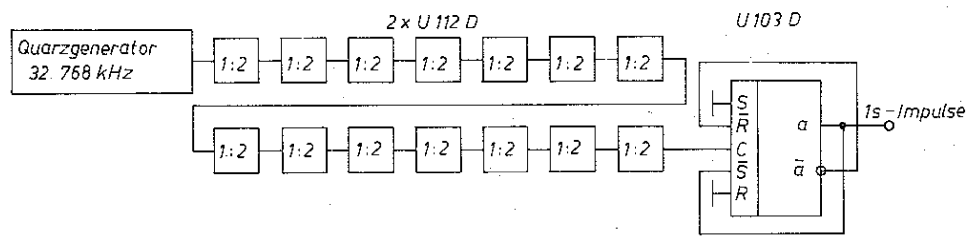


Bild 3 Frequenzteiler mit *U 112 D* von 32,768 kHz auf 1 s

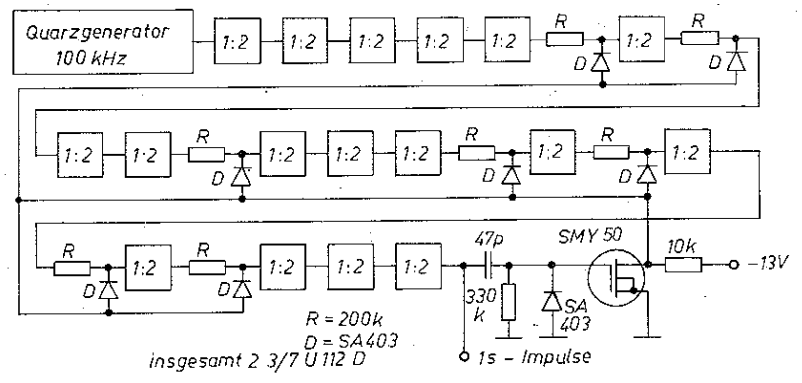


Bild 4 Frequenzteiler mit *U 112 D* von 100 kHz auf 1 s

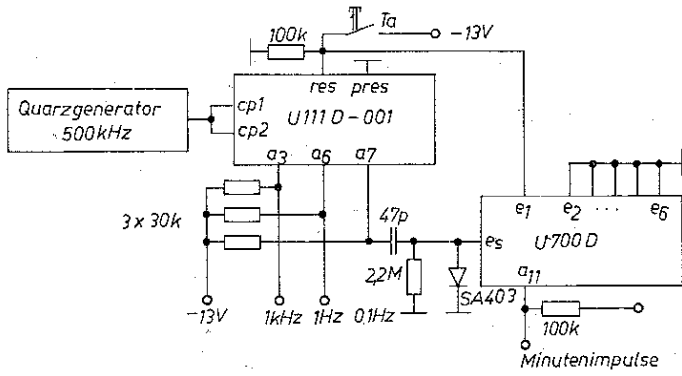


Bild 5 Teiler mit U111 D-001 von 500 kHz auf 1 min

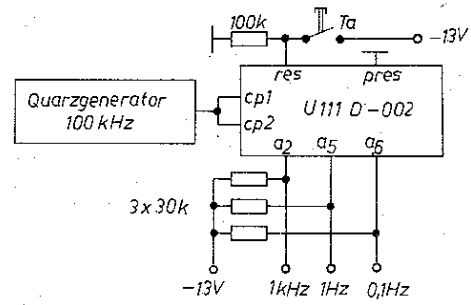


Bild 6 Teiler mit U111 D-002 von 100 kHz auf 10 s

3.2. Teilerstufen mit U111 D

Der U111 D ist ein Teilerschaltkreis, der in 2 Varianten angeboten wird:

$$U111 D \text{ Mode 001, } \frac{f_e}{f_a} = 5 \cdot 10^6;$$

$$U111 D \text{ Mode 002, } \frac{f_e}{f_a} = 1 \cdot 10^7$$

Der U111 D hat 7 Teilerstufen. Beim Mode 002 teilen alle Teilerstufen im Verhältnis 1:10; beim Mode 001 teilt die erste Teilerstufe 1:5, während alle weiteren 6 Teilerstufen ebenfalls 1:10 teilen. Die Grenzfrequenz des U111 D beträgt 500 kHz. Bild 5 zeigt eine Teilerschaltung mit dem Mode 001. Der Quarzgenerator stellt 500-kHz-Impulse zur Verfügung. Beim U111 D-001 können dann am Ausgang a3 1-kHz-Impulse (z. B. für Multiplexsteuerung) und am Ausgang a6 1-s-Impulse abgenommen werden. Zur Gewinnung von Minutenimpulsen wurde dem Ausgang a7, der 10-s-Impulse ausgibt, ein U700 D nachgeschaltet. Wegen der geforderten Impulsform an e_s des U700 D mußte ein entsprechendes Differenzglied zwischengeschaltet werden. Nach Durchlauf der 6 Kanalstellen des U700 D ist genau eine Minute vergangen. Über r beim U111 D und über $e1$ beim U700 D läßt sich die Teilerkette mit der Taste T rücksetzen, wodurch für das genaue Stellen der Digitaluhr eine entsprechende Ausgangslage der Teilerkette fixiert wird. Der U111 D hat Open-drain-Ausgänge, d. h., bei Nutzung der Ausgänge ist ein Widerstand gegen die Betriebsspannung zu schalten: Der Hersteller schreibt dafür einen Widerstand von 30 k Ω vor. Zu beachten ist außerdem, daß die beiden Takteingänge nur parallel geschaltet, d. h. gleichzeitig angesteuert werden dürfen. Bild 6 zeigt eine Teilerschaltung mit dem Mode 002. Der Quarzgenerator muß jetzt eine Frequenz von 100 kHz bereitstellen. Zur Erzeugung von Minutenimpulsen läßt sich wiederum ein U700 D verwenden.

4. Zählereinheit

Zum Zählen der Sekunden-, Minuten- und Stundenimpulse stehen das Schieberegister U311 D und der Zählerschaltkreis U121 D zur Verfügung

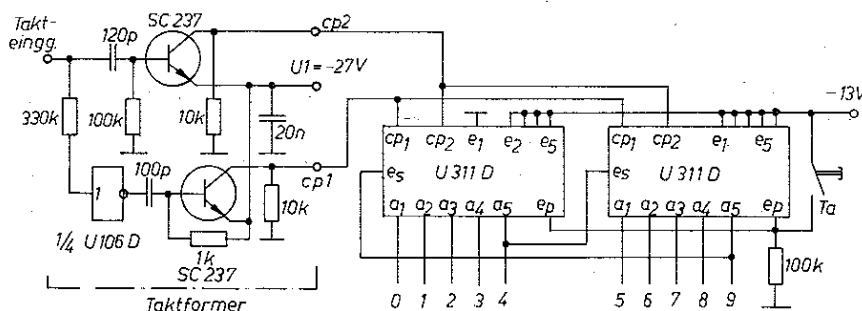


Bild 7 Zählerschaltung von 0 bis 9 mit U311 D

4.1. Zählereinheit mit U311 D

Das statische Schieberegister U311 D hat 5 bit. Durch die Zusammenschaltung von 2 IS U311 D läßt sich ein dekadischer Zähler aufbauen. Dem U311 D muß jedoch ein Taktformer vorgeschaltet werden, der die Versorgung mit 2 Takten (cp1, cp2) absichert. Bild 7 zeigt eine Zählerschaltung, die von 0 bis 9 zählt. Beim Taktformer werden wegen der Betriebsspannung von -27 V spannungsfeste Transistoren benötigt. Wichtig ist auch der Einsatz eines Abblockkondensators (22 nF) direkt an den beiden Emitttern, da es sonst zu Störbeeinflussungen kommen kann. Über die Taste T wird mit L-Pegel die Übernahme der an den Eingängen der beiden U311 D liegenden Informationen auf die Ausgänge bewirkt. Damit erhält der Ausgang a1 des linken U311 D H-Potential, während alle anderen Ausgänge auf L-Potential geschaltet werden. Mit jedem Taktimpuls am Eingang e wird das H-Potential an den Ausgängen um eine Stelle weitergeschoben. Durch die entsprechende Verkopplung von Ausgang a5 und Eingang e_s wirkt die Schaltung als Ringzähler. Diese Schaltung eignet sich vor allem für den Einsatz von Ziffernanzeigeröhren.

Bild 8 zeigt eine Möglichkeit, wie man mit einem U311 D auch einen 6stelligen Zähler aufbauen kann. Durch den Einsatz einer 5fach-Diode (SAM 45) wird nach dem Negator erst dann H-Potential erreicht, wenn alle Ausgänge des U311 D L-Potential angenommen haben.

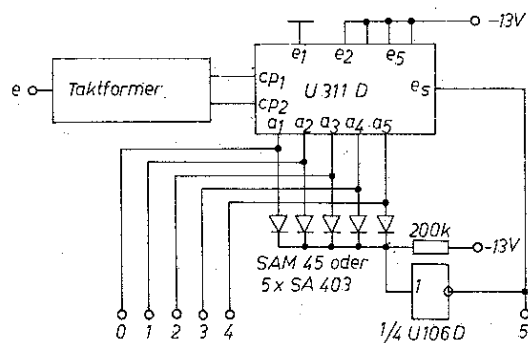


Bild 8 Zählerschaltung von 0 bis 5 mit U311 D



4.2. Zählereinheit mit U 121 D

Der IS *U 121 D* ist ein 4-bit-BCD-Vor-/Rückwärts-Zähler mit Speicher und 7-Segment-Dekoder. Er eignet sich besonders für den Sekunden-, Minuten- und Stundenzähler im Zusammenhang mit 7-Segment-Anzeigebau-elementen. Bild 9 zeigt eine Schaltung zur Zählung von 0 bis 9. Über cp gelangen die Taktimpulse in die IS, wenn der Eingang cd auf Massepotential liegt. Mit der Taste I läßt sich über den Reset-Eingang r der Zähler rücksetzen. Die nicht benötigten Dateneingänge p1 bis p4 werden auf Massepotential gelegt und kommen nicht zur Wirkung, weil ps auf L-Potential gelegt wird. u/d an L-Potential legt fest, daß der Zähler vorwärts zählt. Mit st an L-Potential wird der Speicher mit dem Zähleil verbunden. Damit erreicht man, daß der Zählerstand immer an den Ausgängen abgenommen werden kann. Dazu muß auch der Blanking-Eingang bl an $U_2 = -13\text{ V}$ gelegt werden. Zu beachten ist, daß der *U 121 D* Open-drain-Ausgänge hat; er eignet sich daher vorzüglich zum Aufbau von Multiplexschaltungen.

Bild 10 zeigt eine Zählerschaltung, bei der von 0 bis 5 gezählt wird. Bei Erreichung des Zählerstands 6 sperren die Ausgänge a8 (2^2) und a9 (2^1) erstmals beide, so daß L-Potential entsteht. Über den Reset-Eingang r wird dadurch der Zähler auf 0 rückgesetzt. Das UND-Gatter versteuert lediglich die Flanken

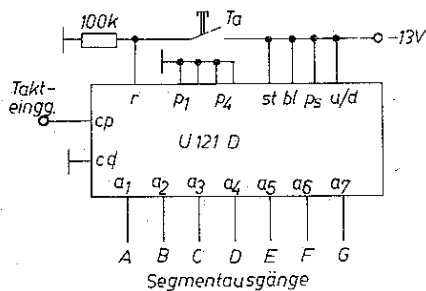


Bild 9 Zählerschaltung von 0 bis 9 mit *U 121 D*

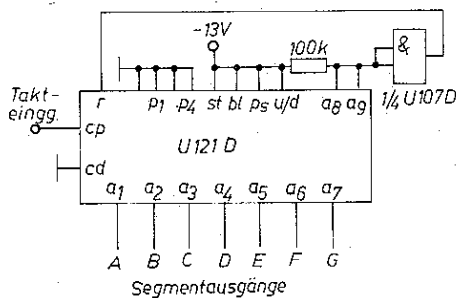


Bild 10 Zählerschaltung von 0 bis 5 mit *U 121 D*

5. Treiberschaltungen

Sowohl das Schieberegister *U 311 D* als auch die integrierte Zählerschaltung *U 121 D* sind nur in der Lage, geringe Ströme (1 bis 1,5 mA) mit ihren Ausgangsstufen zu treiben. Bild 11 zeigt die Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhre *Z 570 M*. Es wird ein spannungsfester Transistor benötigt, da an den Ziffernanzeigeröhren Spannungen von über 100 V anliegen. Der Widerstand R_1 von 15 k Ω sichert, daß der Basisstrom den Wert

von 1 mA nicht überschreitet. Zu beachten ist jedoch, daß bei gleichzeitig erforderlicher Abnahme eines MOS-Pegels vor dem Widerstand R_1 (z. B. entsprechend Bild 8) dieser größer als 100 k Ω sein muß, da der MOS-Pegel am Ausgang des *U 311 D* nur bis zu einer Last von 100 k Ω garantiert wird. Damit der Treibertransistor richtig sperrt, wurde sein Emittter auf -10 V gelegt. Mit dem Widerstand $R_2 = 39\text{ k}\Omega$ wird der Katodenstrom eingestellt. Er sollte für Langlebensdauerzwecke bei der Ziffernanzeigeröhre *Z 570 M* den Wert von 1,5 mA nicht überschreiten.

In der Schaltung nach Bild 12 wird die 7 mm hohe 7-Segment-LED-Anzeige *VQB 71* angesteuert. Der Widerstand von 8,2 k Ω am Ausgang des IS *U 121 D* sichert, ähnlich wie beim *U 311 D*, daß der maximal zulässige Ausgangsstrom nicht überschritten wird. Der Emittterwiderstand des *SS 216* bestimmt den Segmentstrom der *VQB 71*. Dabei sind 2 Werte angegeben. Für den statischen Betrieb werden 270 Ω eingesetzt, wobei ein Segmentstrom von etwa 10 mA fließt. Der Klammerwert gilt für den Multiplexeinsatz, bei dem kurzzeitig höhere Ströme auftreten müssen.

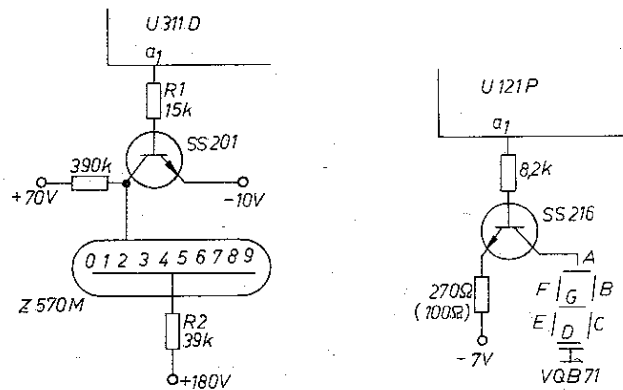


Bild 11 Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhre *Z 570 M*

Bild 12 Ansteuerung der 7-Segment-Anzeige *VQB 71*

6. Netzteil

Auf Netzteilschaltungen soll in diesem Beitrag nicht eingegangen werden, da diese Schaltungen weitestgehend bekannt sind.

7. 6stellige Digitaluhr mit *VQB 71*

Bild 13 zeigt die Schaltung einer 6stelligen Digitaluhr mit Multiplexsteuerung. 3 Gatter eines *U 106 D* werden für den 500-kHz-Quarzgenerator eingesetzt. Über ein Dickschichtpotentiometer von 4,7 k Ω kann die Frequenz genau eingestellt werden. Der Widerstand von 20 k Ω ist unter Umständen zu variieren. Mit dem nachfolgend angeschlossenen *U 111 D-001* wird die Teilung der 500-kHz-Impulse realisiert. Am Ausgang a3 (IS1) kann eine Impulsfolgefrequenz von 1 kHz abgenommen werden, die für die Multiplexsteuerung genutzt wird. Der Ausgang a6 (*U 111 D*) gibt 1-s-Impulse ab, die zu den Zählern IS2 und IS3 gelangen. IS2 stellt dabei den *Sekundenzehner* und IS3 den *Sekundeneiner* dar. Wie vom Hersteller vorgeschrieben, arbeiten die Zähler in synchroner Betriebsweise. Der *Sekundeneiner* zählt von 0 bis 9. In der Stellung 9 schaltet der Ausgang a4 (IS3) auf H-Potential und gibt damit die Zähler Sperre cd der IS2 frei. Der nächste Zählimpuls bewirkt, daß auch der Zähler IS2

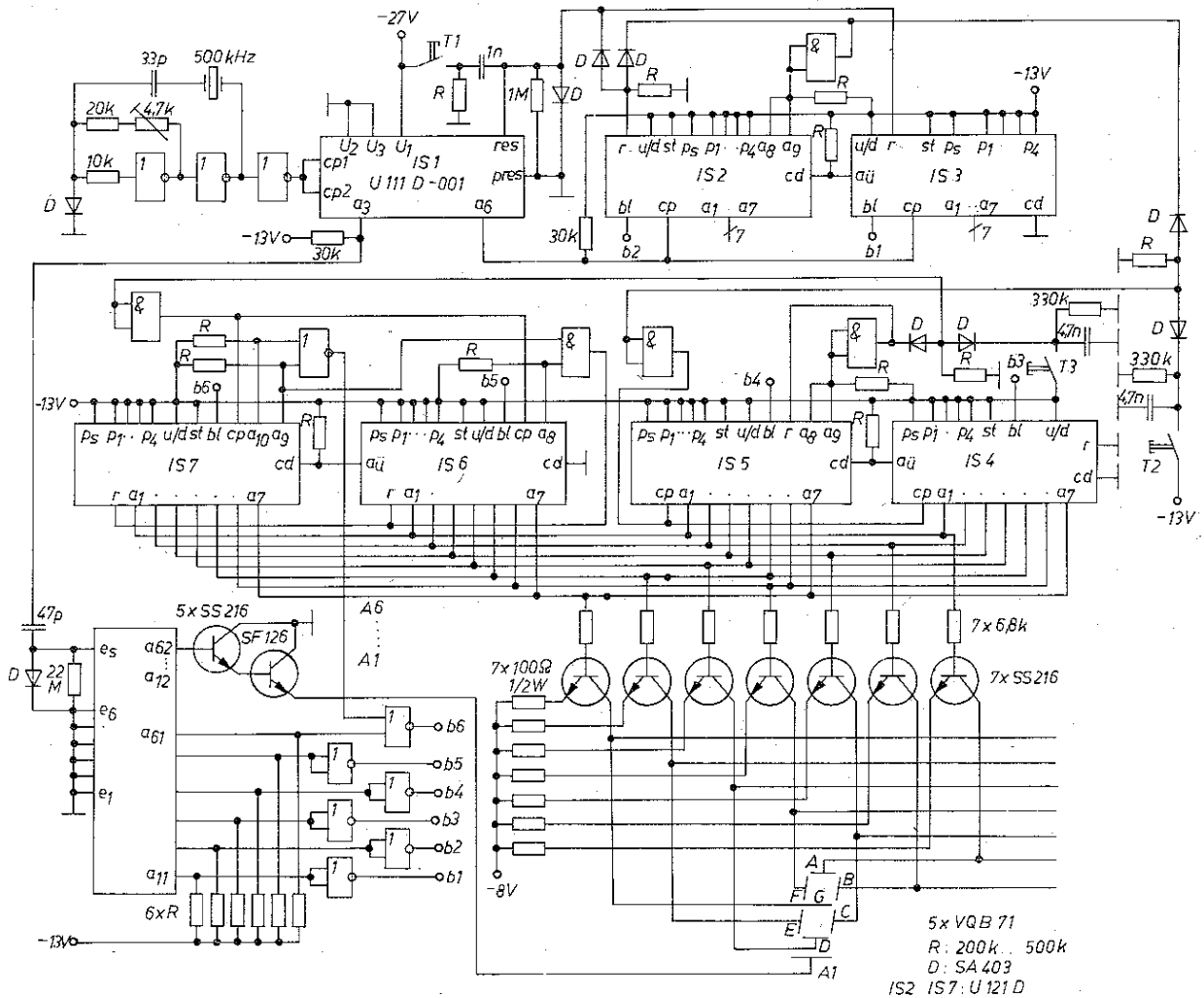


Bild 13 6stellige Digitaluhr mit LED-Anzeige

eine Stelle weiter zählt. Erreicht der Zähler IS2 die 6, wird über a8 und a9 sowie über das nachfolgende UND-Gatter ein L-Impuls erzeugt, der über r die Rücksetzung des Zählers auf 0 veranlaßt. Die Dioden-ODER-Schaltung bei r von IS2 gewährleistet, daß auch von anderer Stelle eine Rücksetzung durchgeführt werden kann. Mit Betätigung der Taste T1 gelangt ein differenzierter L-Impuls zu den Rücksetzeingängen von IS1, IS2 und IS3. Dadurch werden *Sekundeneiner*, *Sekundenzehner* und Teilerschaltkreis rückgesetzt. Anschließend dauert es genau 1 s, bis der erste Zählimpuls wieder an cp von IS3 wirksam wird. Diese Schaltung sichert, daß die Uhr bei jeder vollen Minute genau gestellt werden kann. Bei der Zählerstellung 6 von IS2 gelangt der L-Impuls von a8 und a9 über das UND-Gatter nicht nur an r, sondern auch als Zählimpuls über ein weiteres Dioden-ODER-Glied an die cp-Eingänge oder Minutenzählerkette. IS4 stellt den *Minuteneiner* und IS5 den *Minutenzehner* dar. Diese beiden Zählerschaltkreise sind ähnlich beschaltet wie die Sekundenzähler. Bei ihnen entfällt jedoch das Rücksetzen über r von außen. Durch mehrmaliges Betätigen der Taste T2 gelangen L-Impulse über ein Dioden-ODER-Glied zu den Zählleitungen von IS4 und IS5. Das ermöglicht das Stellen des Minutenzählers. Bei Erreichung des Zählerstands 6 der IS5 gelangt ein Zählimpuls zur Stundenzählerkette. IS6 stellt den *Stundeneiner* dar, IS7 den *Stundenzehner*. Zu beachten ist, daß bei Erreichung des Zählerstands 24 die Stundenzählerkette rückgesetzt werden muß. Zu diesem Zeitpunkt liegt an a9 von IS7 und an a8 von IS6 L-Potential, das über ein UND-Gatter den beiden r-Eingängen der Zähler zugeführt wird. Mit dem Taster T3 ist das Stellen der Stundenzählerkette möglich. (Die an den Tastern T2 und T3 be-

findlichen RC-Glieder wirken als Entpreller.) Durch die Verknüpfung der Ausgänge a9 und a10 des IS7 mit einem NOR-Gatter wird eine Vornullunterdrückung bei der Stundenzählerkette realisiert.

Die 6 VQB 71 werden im Multiplexbetrieb angesteuert. Dazu werden die entsprechenden Open-drain-Ausgänge der 6 Zählerschaltkreise zusammenschaltet. Der Multiplexer wird im wesentlichen durch den U 700 D realisiert. Vom Teilerschaltkreis U 111 D gelangen 1-kHz-Impulse über ein Differenzierglied in den U 700 D. In schneller Folge schalten die Ausgänge des U 700 D auf H-Potential. Dabei erhalten die Ausgänge a11 und a12 bzw. a21 und a22 usw., d. h. Ausgänge mit gleicher erster Ziffer, immer gleichzeitig H-Potential. Da jedoch die Blanking-Eingänge der Zählerschaltkreise L-Potential benötigen, ist über die NOR-Gatter eine Negation erforderlich. Die Anoden der VQB 71 werden über Transistortandemstufen angesteuert, diese direkt wieder von den Parallelausgängen des U 700 D. So wird z. B. b1 mit dem Blanking-Eingang des IS3 verbunden, während der Ausgang a12 des U 700 D über die Transistorstufen die Anode A1 der zugehörigen Anzeige ansteuert. Entsprechendes gilt für die weiteren Zähler und Anzeigen. Die Ausgänge a1 bis a7 von IS2 und IS3, die in der Schaltung wegen der besseren Übersichtlichkeit nur angedeutet wurden, müssen auf der Leiterplatte selbstverständlich mit den entsprechenden Ausgängen der Zählerschaltkreise IS4, IS5, IS6 und IS7 verbunden werden. Die in der Schaltung verwendeten UND-Glieder, bei denen die Eingänge verbunden sind, versteifern die Flanken der entsprechenden Impulse, wodurch ein sicheres Arbeiten der Zähler gewährleistet wird.



8 4stellige Digitaluhr mit IB 6 (IW6)

Literatur

Bild 14 zeigt eine 4stellige Digitaluhr mit Fluoreszenzanzeigeröhren IB 6. Der Quarzgenerator gibt eine Impulsfolgefrequenz von 200 kHz ab. Das RST-Flipflop U 103 D teilt diese Frequenz auf 100 kHz. Vom Ausgang a des U 103 D werden die Impulse zu cp1 und cp2 des U 111 D-002 weitergeleitet. 10-s-Impulse können dann am Ausgang a6 von IS2 abgenommen und dem U 700 D zugeführt werden. Nachdem alle 6 Kanäle den U 700 D durchlaufen sind, ist genau 1 min vergangen. Rücksetzen läßt sich die Teilerkette (U 111 D und U 700 D) über den Taster T1. Dabei kann das Differenzierglied auch entfallen, da durch den U 111 D keine Multiplexschaltung versorgt werden muß. Die Zählerschaltungen für Minuten und Stunden sind ähnlich wie in der Schaltung nach Bild 13 ausgeführt. Die Fluoreszenzanzeigen IB 6 können durch die Zählerschaltkreise U 121 D direkt angesteuert werden. Die Gitter der Fluoreszenzröhren werden dabei auf Massepotential gelegt, während die Katoden etwa -25 V benötigen. Zu beachten ist jedoch, daß die IB 6 eine Heizspannung von 1 V und einen Heizstrom von 50 mA benötigt. Mit wenigen Windungen um die Sekundärspule des Transformators läßt sich jedoch diese Forderung leicht erfüllen. Die Vornullensunterdrückung wird über den Ausgang a6 von IS7 realisiert. Mit H-Potential am Gate sperrt der SMY 50, und das Gitter der Fluoreszenzröhre wird von Masse abgetrennt. Dadurch bleibt die Anzeige dunkel. Der Ausgang a5 des U 111 D liefert Sekundenimpulse, die zum Dezimalpunkt der Anzeigeröhre Stunden-einer geführt werden. Der blinkende Punkt zeigt dann die Sekundenimpulse an.

Anschließend sei noch erwähnt, daß bei Einsatz eines 100-kHz-Quarzes der U 103 D in der Teilerkette entfällt.

- [1] : Halbleiteranfall-Bauelemente, grünes Heft, Firmenschrift VEB FWE
- [2] : Halbleiteranfall-Bauelemente, weißes Heft, Firmenschrift VEB FWE
- [3] Wolfram, J.: Digitaluhr mit MOS-Bauelementen, radio fernsehen elektronik 25 (1976) Heft 9, Seite 301 bis 302
- [4] Höhne/Koch/Meder: Eigenschaften und vorläufige technische Daten der Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik, Teil 1, radio fernsehen elektronik 23 (1974), Heft 22, Seite 721 bis 725; Teil 2, radio fernsehen elektronik 23 (1974) Heft 23, Seite 767 bis 768
- [5] Höhne/Koch/Meder: Applikationsbeispiele für die Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik, Teil 1, radio fernsehen elektronik 23 (1974), Heft 24, Seite 785 bis 789; Teil 2, radio fernsehen elektronik 24 (1975) Heft 1, Seite 25 bis 28
- [6] Wagner: 10⁷-Teiler U 111 D, radio fernsehen elektronik 25 (1976) Heft 8, Seite 248 bis 249

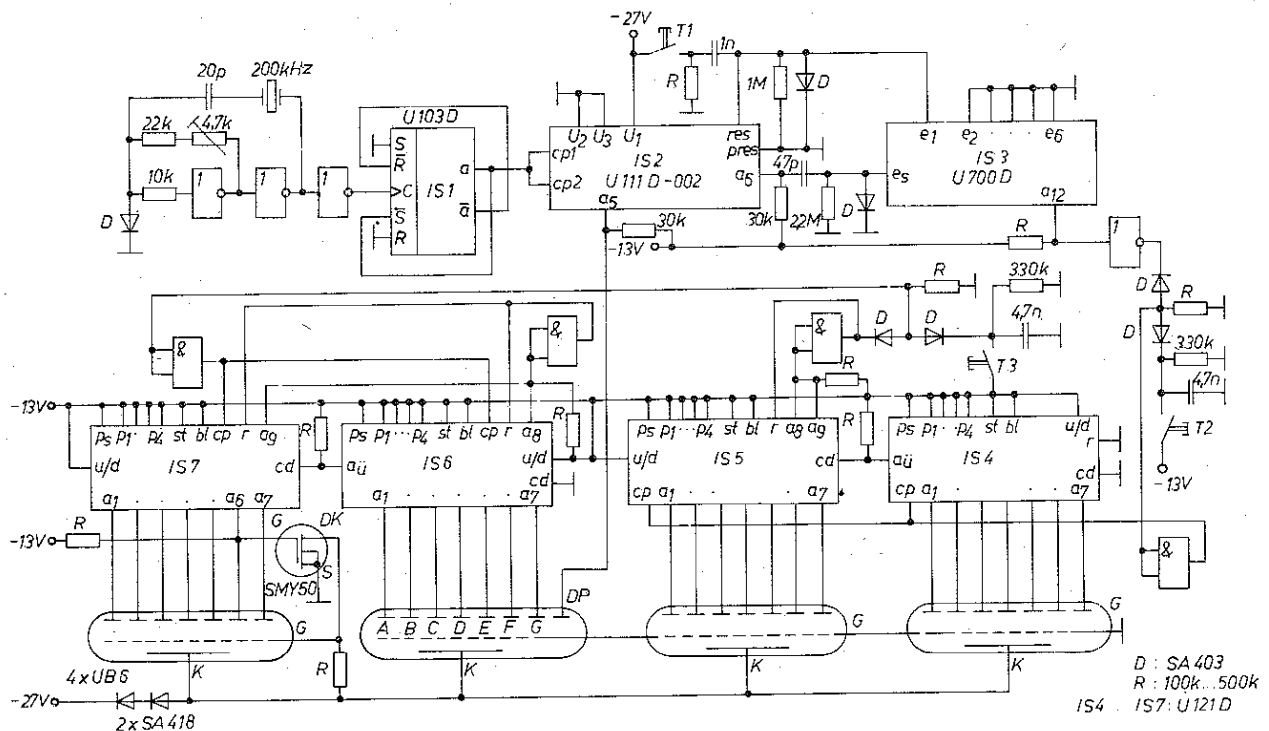


Bild 14 4stellige Digitaluhr mit Fluoreszenzanzeigeröhren

Die praktische Tabelle

Tabelle TGL-Normen in der Magnetspeichertechnik

TGL	Blatt	Bezeichnung	Ausgabe	TGL	Blatt	Bezeichnung	Ausgabe
15 552		Magnetbänder und Magnetfilme für die Speicherung von Tonsignalen		17 175	1	Bestimmung des Klirrfaktors bis 20 kHz	August 1963
	1	Bestimmung der mechanischen Eigenschaften	Juni 1972	200-7066		Meßverfahren für Geräuschspannung	Dezember 1963
	2	Bestimmung der elektroakustischen Eigenschaften	Dezember 1971	27 616		Tonheimbandgeräte	
	3	Technische Mindestanforderungen	Juli 1975		1	6,25 mm Magnetbandbreite, technische Forderungen	November 1972
	4	Magnetbänder der Breite 3,81 mm für die Speicherung von Tonsignalen; elektroakustische Eigenschaften	März 1973		2	3,81 mm Magnetbandbreite, technische Forderungen	Dezember 1971
	5	Magnetbänder der Breite 6,25 mm; Studiobänder, technische Daten, Lieferarten	September 1975	28 200	3	Typprüfung	Juni 1972
	6	Magnetbänder der Breite 6,25, Amateurbänder, technische Daten, Lieferarten	April 1976		1	Begriffe	März 1968 ¹
	7	Magnetbänder der Breite 3,81 mm; technische Daten, Lieferarten	April 1976		2	Schutz gegen klimatische Umwelteinflüsse, Richtlinien	Dezember 1973
	8	Magnetfilm; technische Daten, Lieferarten	Juli 1976		3	Aufbau von Serviceanleitungen	Dezember 1974
	9	Zubehörbänder, Kennbänder; technische Daten, Lieferarten			4	Klimaschutz, technische Forderungen, Prüfung	Dezember 1971 ¹
20-130		Magnetbänder für die Speicherung von Tonsignalen			5	Kontaktbelegung bei Einbausteckdosen	Dezember 1974
	1	Bezugsbänder	Oktober 1971		6	Für niederfrequente Aufnahme und Wiedergabe	November 1967 ¹
	2	Kurzbezugsbänder	Juli 1975		7	Allgemein technische Forderungen, Prüfungen und Lieferungen von Tastenschaltern	Januar 1969 ¹
	3	Stereokurzbezugsbänder	April 1976		8	Netzanschlußtransformatoren, allgemeine technische Forderungen und Prüfung	Dezember 1973
	4	Bezugsbänder, Prüfung	Juli 1975		9	Mechanische Festigkeit	Juni 1970 ¹
	5	Stereobezugsbänder	in Vorbereitung		10	Verpackung, Transport und Lagerung	Dezember 1974
24 522		Magnetbänder für die Speicherung von Tonsignalen		28 660		Zuverlässigkeit	Juni 1970 ¹
		Magnetbandkassetten für die Speicherung von Tonsignalen (3,81 mm Magnetbandbreite)			11	Ausschnitte und Aufschriften für Rückwände	Dezember 1973
27 396		Magnetbänder, Magnetfilme, Zubehörbänder, Typkennzeichnung	Dezember 1972		12	Heimstudioteknik (HiFi-Technik)	
27 725		Breiten- und Dickenmaße	Januar 1974		1	Heimstudiogeräte und Heimstudioanlagen	November 1972 ¹
27 750		Magnetband 3,81 mm, Informationsdarstellung	Dezember 1974		4	Ton-Heimbandgeräte	November 1972 ¹
28 416	1	Magnetköpfe für Heimbandgeräte, Meßmethoden	September 1973	200-7045		Heimkombinationsgeräte und Heimanlagen	November 1972 ¹
	2	Außen- und Einbaumaße	in Vorbereitung			Netzbetriebene elektronische Heimgeräte, Sicherheitsanforderungen und -prüfungen	September 1971
32 962	1	Magnetköpfe, allgemein technische Bedingungen	Dezember 1976	200-7756		Messungen von Tonhöhen-schwankungen, Kennwerte des Meßgeräts, Meßverfahren	Juni 1965
200-7001		Begriffe	November 1972				
200-7002		Wickelkern für Bandgeräte	April 1964				
33 985		Magnetköpfe, Typkennzeichnung	Oktober 1976				
		Zuverlässigkeitskenngrößen	in Vorbereitung				
0-45 401		Normfrequenzen für akustische Messungen	Oktober 1962				
0-45 405		Geräusch- und Fremdspannungsmesser für elektronische Breitbandübertragung	Oktober 1962				
10 472	1	Geschirmte Steckverbindungen, 3- und 5polig	Dezember 1972				

¹ ausgesetzt



1. Einleitung

Gegenwärtig stehen dem Amateur zum Bau von (vorwiegend ortsfesten) Digitaluhren hauptsächlich mittelintegrierte Zähler-schaltkreise neben integrierten Dekodern und den zur Verknüpfung nötigen Gattern zur Verfügung. Er hat dabei die Wahl zwischen TTL- und MOS-Technik. Einige Beispiele zur letztgenannten Technik wurden auf Blatt 5-1 vorgestellt. Eine TTL-Uhr brachte bereits die 2. Lieferung dieser Schaltungssammlung.

Zunehmend werden jedoch auch großintegrierte Schaltkreise für diesen Zweck zugänglich. Parallel dazu besteht die Möglichkeit, Mikroprozessorschaltkreise zur Zeitanzeige zu programmieren. Nicht uninteressant war auch der Einsatz z. B. des Rechenschaltkreises *U 820* bzw. *U 821* in einer Digitaluhr [1].

Im folgenden wird zunächst am Beispiel eines im RGW verfügbaren Uhrenschaltkreises (*CM 202*, VR Bulgarien) eine mit Amateurmitteln realisierte Uhr vorgestellt. Dann schließen sich Informationen zu einem international weitverbreiteten Uhrenschaltkreis ähnlicher Art an. Solche Unterlagen sind z. B. von Interesse, wenn ein mit einem derartigen Schaltkreis bestücktes Gerät überprüft werden muß.

Alle Informationen beziehen sich noch auf Schaltkreise mit selbstleuchtenden Anzeigen. Sie benötigen zwar bei Dauerbetrieb Netzanschluß, haben aber gegenüber derzeit ebenfalls schon erhältlichen LCD-Tischweckuhren den Vorteil guter Erkennbarkeit – besonders nachts. Erst mit Leuchtfolie hinterlegte LCD-Displays dürften ihren Gebrauchswert in Frage stellen.

2. Prinzipschaltung und Daten des *CM 202*

Der *CM 202* (*CM* kyrillisch, *SM* gesprochen) ist in einem 42poligen DIL-Gehäuse mit 15 mm Reihenabstand untergebracht. Bild 1 zeigt die Anschlußbelegung. Die technischen Daten gehen aus Tabelle 1 hervor [2]. Die Funktionen des *CM 202* sind auf mehrere tausend Transistoren in p-MOS-Si-Gate-Technologie verteilt. Verständlicherweise kann daher nur eine Übersichtsschaltung wiedergegeben werden, die jedoch genügend aussagefähig ist (Bild 2). Man erkennt daraus und aus Tabelle 1 z. B., daß es nur noch des Anschlusses eines Quarzes von 32768 Hz, der Betriebsspannung und der Anzeigeelemente bedarf, um den Schaltkreis zur Uhr zu komplettieren. Gemäß [3] ist das sowohl mit LED- als auch mit Fluoreszenzanzeigen möglich. Alle Stellfunktionen werden über die entsprechenden Anschlüsse gegen U_{SS} (zweckmäßig als gemeinsame Masse ausgeführt) mit Tasten bzw. Schaltern abgewickelt.

3. Einsatzbeispiel

3.1. Gesamtschaltung

Bild 3 zeigt den vollständigen Stromlaufplan einer Digital-Tischweckuhr mit Netzanschluß und Batterie-Gangreserve, für die LED-Anzeigen (*VQB 71*) verwendet wurden [4]. Der *CM 202*

Tabelle 1
 Daten des *CM 202*

	Bedingungen		
Negative Speisespannung U_{DD} in V	$(U_{SS} - 12)$	$(U_{SS} - 8)$	$U_{GG} = U_{DD}$
Negative Speisespannung U_{GG} in V	$(U_{SS} - 12)$	$(U_{SS} - 8)$	$U_{DD} = U_{GG}$
Negative Speisespannung U_{DD} Anzeige in V	$(U_{SS} - 24)$	$(U_{DD} - U_{SS})$	
Stromaufnahme I_{DD} in mA	5 .. 15		
Stromaufnahme I_{DD} Anzeige in mA	≤ 2		U_{DD} Anzeige = $(U_{SS} - 24)$
Ausgangsstromaufnahme I'_{Out} in mA für die Anschlüsse 16 bis 26 und 28 bis 40	≤ 15		U_{DD} Anzeige = $(U_{SS} - 24)$
Ausgangsstromaufnahme I''_{Out} in mA für die Anschlüsse 7, 13, 14	≤ 1		$U_{DD} = U_{GG}$ $U_{DD} = (U_{SS} - 12)$ U_{DD} Anzeige = $(U_{SS} - 24)$
Gesamtstromaufnahme I_{Out} in mA	≤ 360		
Eingangsspegel log 1 U_{IH} in V	$U_{DD} \cdot (U_{DD} + 1)$		
log 0 U_{IL} in V	$\leq U_{SS} - 2$		
Ausgangsspegel log 1 für die Anschlüsse 16 bis 26, 28 bis 40 U_{OL} in V	$(U_{SS} - 22)$	$(U_{SS} - U_{DD})$	$R \geq 56 \text{ k}\Omega$
log 0 für die Anschlüsse 7, 13, 14 U''_{OL} in V	$U_{DD} \cdot (U_{DD} + 1)$		$R \geq 22 \text{ k}\Omega$
für die Anschlüsse 16 bis 26, 28 bis 40 U'_{OH} in V	$\geq U_{SS}$ Anzeige - 3		$I'_{Out} \leq 15 \text{ mA}$
für die Anschlüsse 7, 13, 14 U''_{OH} in V	$\geq U_{SS} - 2$		$I''_{Out} \leq 1 \text{ mA}$
Eingangsleckstrom für die Anschlüsse 1 bis 4 und 8 bis 11 I_{in} in μA	14 .. 120		$U_{DD} = (U_{SS} - 12)$
für den Anschluß 5 I''_{in} in μA	$\leq 0,1$		$U_{in} = (U_{SS} - 12)$
Oszillatorfrequenz f in Hz	32768		

U_{DD} – negative Speisespannung, U_{SS} – positive Speisespannung
 U_{DD} Anzeige – negative Speisespannung der Treiberstufen für Segmente,
 U_{SS} Anzeige – positive Speisespannung der Open-drain-Endstufen A_1 bis G_4 und 1 Hz

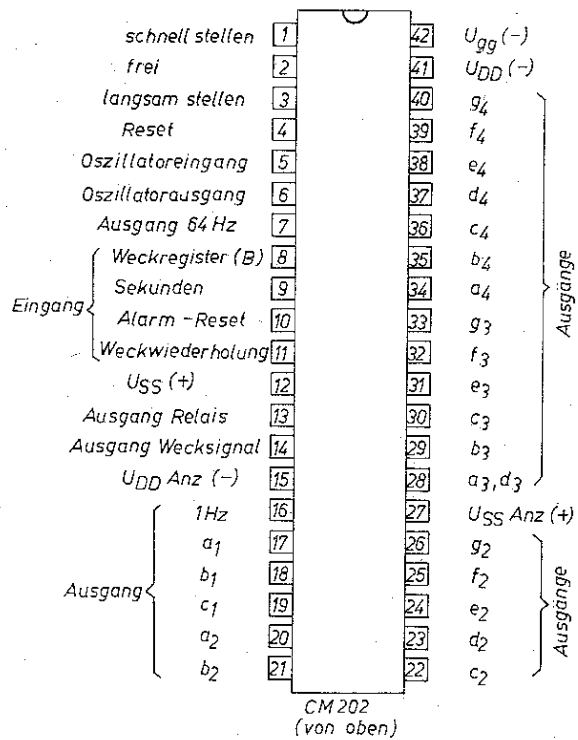


Bild 1 Anschlußbelegung des CM 202

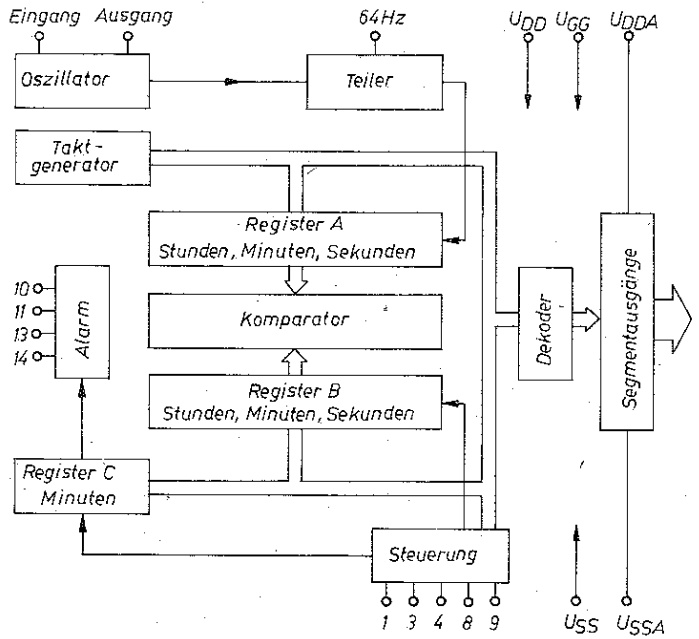


Bild 2 Übersichtsschaltung des CM 202

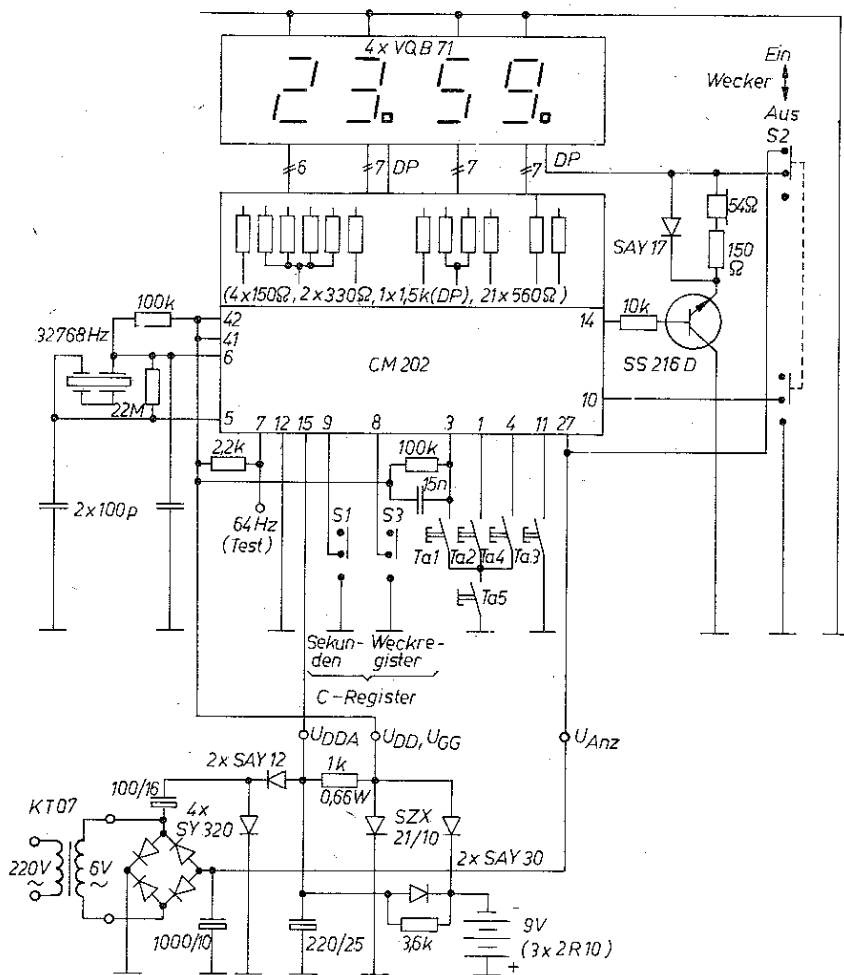


Bild 3 Stromlaufplan einer 4stelligen Tischweckuhr mit LED-Anzeige, Takt quarzstabilisiert (Achtung! Linke SAY 12 muß mit Kathode an Plus 1000/10, nicht an Masse!)

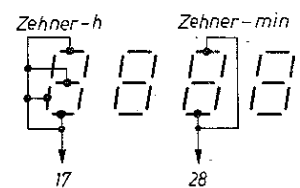


Bild 4 Segmentkombinationen in der Ausgabe



gestattet auf Grund der Belastbarkeit und der Widerstandswerte der Ausgangstristoren ihren unmittelbaren Anschluß. Allerdings ergibt das wegen der anschlussparenden Auslegung der Segmentkombinationen nach Bild 4 (der *CM 202* gibt parallel aus) unterschiedliche Segmenthelligkeiten. Aus diesem Grund wurden im Muster Vorwiderstände zum Ausgleich dieses Effekts vorgesehen. Ihre Größe hängt von mehreren Faktoren ab. Obere Grenze ist die zulässige Kanalbelastung der Ausgangstristoren im Schaltkreis. Die eingestellte Helligkeit ist als Kompromiß von Tag- und Nachtbetrieb anzusehen. Mit etwa 5 mA Segmentstrom ergaben sich brauchbare Verhältnisse. Die von den Betriebsspannungen und vom Schaltkreisexemplar abhängigen Kanalwiderstände nehmen in der vorliegenden Auslegung einen wesentlichen Teil des gesamten wirksamen Vorwiderstands je Segment in Anspruch (vgl. Bild 5 in [2]). 560 Ω vor dem Einzelsegment und je 150 Ω vor jedem der 4 parallelgeschalteten Segmente müssen daher bei anderen Exemplaren und Betriebsbedingungen nicht wie im vorliegenden Fall optimal sein. Ein gewisser Vorteil dieser Einzelansteuerung liegt auch darin, daß Helligkeitsunterschiede einzelner Segmente, wie sie beim Amateurtyp der *VQB 71* auftreten können, leichter durch Variieren der Widerstandswerte zu beseitigen sind. Individuell einzustellen waren auch die Dezimalpunkte hinter den Einerstunden (für das Sekundenblinksignal benutzt) und hinter den Einerminuten (mit dem Weckbereitschaftsschalter gekoppelt zur Anzeige, wenn der Weckteil eingeschaltet ist).

Eingangsseitig benötigt der *CM 202* einen Quarz ($f_0 = 32768$ Hz), der 2polig zwischen Eingang und Ausgang des MOS-Inverters zu schalten ist. Zur Verfügung stand ein 4poliger NARVA-Quarz im Glasgehäuse. Die Soll-Frequenz ergab sich bei der im Bild 3 dargestellten Schaltungsart. Die Kontrolle der Soll-Frequenz läßt sich über den 64-Hz-Ausgang belastungsfrei durchführen; der Frequenzmesser wird dazu auf Periodendauer-messung geschaltet ($\tau_{\text{soll}} = 15,625$ ms). Von den beiden zum Weckzeitpunkt (Register A = Register B) aktivierten Ausgängen für Wecksignal und Relais wurde aus Platz- und Bedarfsgründen nur der tonfrequente Weckausgang benutzt (1024 Hz, im 0,5-s-Rhythmus unterbrochen).

Ein externer Transistor bewirkt die Ansteuerung einer 54- Ω -Telefonhörkapsel, die ein Wecksignal gut hörbarer Lautstärke abgibt. Es erwies sich sogar als sinnvoll, einen zusätzlichen Reihenwiderstand vorzusehen.

3.2 Stromversorgung

Der *CM 202* benötigt mehrere Betriebsspannungen: U_{DD} und U_{GG} (sie können, wenn, wie im vorliegenden Fall, auf eine Helligkeitssteuerung verzichtet wird, verbunden werden); U_{DDA} und U_{Anz} . Dennoch sollte der Netzteil möglichst wenig aufwendig bleiben. Der Gesamtleistungsbedarf einschließlich Anzeige gestattete den Einsatz eines 0,5-A-Klingeltransformators (*KT 07*). Die Verarbeitung zu den 3 internen Gleichspannungen wird in der Uhr selbst vorgenommen. Dabei entsteht in einer Verdopplerschaltung U_{DDA} (unstabilisiert); von ihr werden über eine Z-Dioden-Stabilisierung U_{DD} und U_{GG} abgeleitet. Die Anzeigespannung wird aus einem Brückengleichrichter ohne Verdopplung gewonnen. Eine netzbetriebene Uhr benötigt einen Schutz gegen kurzzeitige Netzausfälle. Auch ein gelegentlicher Ortswechsel sollte möglich sein, ohne daß die Register gelöscht werden. Aufwendigen Lösungen wurde eine Bereitschaftsbatterie aus 6 Elementen *R10* vorgezogen, die im hinteren Teil der Uhr untergebracht wurden. Das Mustergerät forderte diesen Zellen im Lastfall nur etwa 4 mA ab. Eine Gangreserve von wenigstens 50 Stunden ist damit sichergestellt. Zur ständigen »Auffrischung« erhalten die Zellen einen kleinen Strom in der Größenordnung von 1 mA. Das führte allerdings dazu, daß sich nach kurzer Zeit eine Zellenspannung von mehr als 1,8 V einstellte. Langzeiterfahrungen zum Verhalten der Batterie unter solchen Bedin-

gungen liegen noch nicht vor. (Zum Manuskriptzeitpunkt arbeitete die Uhr etwa 6 Monate einwandfrei.) Für kurzzeitige Netz-trennung ist eine etwas höhere Betriebsspannung auf jeden Fall willkommen, da 9 V Nennspannung nur etwa 1,5 V über der am Muster ermittelten Mindestbetriebsspannung für Weiterlaufen der Uhr liegen. Eine Anzeige ist während dieser Zeit allerdings nicht möglich.

3.3 Aufbau

Das Mustergerät wurde in ein Gehäuse aus Teilen von *Amateur-Elektronik* eingebaut (Außenabmessungen 43 mm \times 119 mm \times 102 mm). Der mit der Frontplatte und den beiden vorderen Seitenwandsegmenten verbundene Schaltungsaufbau besteht aus 2 Leiterplatten in »Sandwich«-Anordnung. Senkrecht dazu liegt als vorderer Abschluß das Display. Es erwies sich als rationell, für ein solches Einzelmuster kein spezielles Leiterbild zu entwerfen. Der Schaltkreis mit seinen 42 Anschlüssen, die Segmentwiderstände, Quarz und Weckschaltung wurden auf einer passend unterbrochenen Streifenleiterplatte untergebracht. Für den Netzteil entstand eine einfache Ritzleiterplatte. Diese kann durch Lösen von 2 Schrauben nach hinten abgeklappt werden. Eine Punkt-zu-Punkt-Verdrahtung mit mehrfarbigem dünnem Schaltaht (Durchmesser 0,3 mm) an Hand einer in den gleichen Farben gehaltenen Zuordnungsskizze ergab fehlerfreie Verbindungen zwischen den Lötinseln der Widerstände und denen der Anzeigeelemente. Auf besondere Schutzmaßnahmen konnte trotz MOS-Technik verzichtet werden.

Für den Quarz bilden 1-mm-Röhrchenkontakte aus einem demontierten Mehrfachsteckverbinder eine brauchbare Fassung. Er liegt dadurch parallel zu den beiden Leiterplatten und zwischen ihnen. Die Hörkapsel wurde seitlich im Gehäuse befestigt (thermisch eingedrückte Drähte).

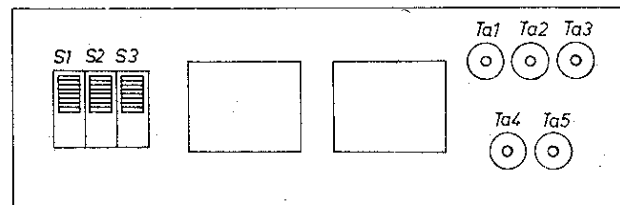


Bild 5 Bedienteile auf der Frontplatte

Die 6 *R10*-Zellen liegen in 2 Reihen in einer mit einer Plastikplatte nach vorn abgeteilten Kammer, die die gesamte Rückseite des auf 2 Kufen stehenden Gehäuses einnimmt. Sie sind durch einen Papierstreifen voneinander isoliert. Die Kontakte bestehen aus Flachbandanschlüssen ausgedienter *3-R12*-Batterien. Der Netzanschluß (Leitung zum 6-V-Klingeltransformator) befindet sich an der Gehäuseunterseite und wurde buchsenförmig mit den schon beim Quarz verwendeten Anschlußelementen realisiert. 2 dieser Röhrchen wurden in ein flaches, mit passenden Bohrungen versehenes Polystyrolstück eingepaßt und mit Isolierschlauch überzogen. Die 1-mm-Gegenstecker befinden sich am Gehäuseboden. Bild 5 zeigt die Gestaltung der Frontseite und die Lage der einzelnen Bedienteile.

4. Betriebsarten

Das Display läßt sich in folgenden Zuständen betreiben:

- Normalzeit (Stunden, Minuten): Dazu liegen S_1 und S_3 oben;
- Sekunden und Minuten (Stoppuhreffekt): Dazu wird S_1 nach unten geschaltet;

- Weckspeicheranzeige (Stunden, Minuten): Dazu wird S_3 nach unten geschaltet;
- Anzeige C-Register-Inhalt (Minuten): Dazu werden S_1 und S_3 nach unten geschaltet.

Die Tasten auf der rechten Seite haben folgende Funktionen:

- Aktivierungstaste Ta_5 : Sie stellt einen Schutz gegen zufälliges Verstellen der Uhr dar, sie liegt in Reihe zu Ta_1 , Ta_2 und Ta_4 an Masse;
- Langsamstellen mit Ta_1 (und Ta_5 gleichzeitig): Echt- und Weckzeit (je nach Stellung von S_3) lassen sich minutengenau einstellen;
- Schnellstellen mit Ta_2 (und Ta_5 gleichzeitig): Mit dieser Taste stellt man Echt- oder Weckzeit etwa eine halbe Stunde vor den wahren Zeitpunkt, die hohe Stellgeschwindigkeit legt es nahe, danach auf Ta_1 überzugehen;
- Anhalten bei S_1 unten mit Ta_1 (oder Ta_2) und Ta_5 : Kurzes Loslassen setzt Sekunden auf 00 zurück, sofort erneutes Drücken hält Uhr gestoppt, bis voreingestellte Zeit erreicht ist;
- Reset mit Ta_4 (und Ta_5): Die Uhr wird auf 0000 zurückgestellt, das C-Register erhält den Wert 59;
- Schlummertaste Ta_3 : Sofern das C-Register nicht auf einem glatten Zehnerwert stand, kann bei erstmaligem Wecken durch diese Taste sofort gelöscht werden. Nach einer vom C-Register-Stand abhängigen Schlummerzeit bis zum nächsten Zehnerwert des C-Registers ertönt das Signal erneut. Es kann dann (oder schon erstmals, wenn ein voller Zehner im C-Register stand) erst nach einer Minute wieder gelöscht werden. Allerdings läßt sich mit S_2 auch sofort abschalten. Unterhalb von 10 Minuten im C-Register wird nicht mehr geweckt. Das C-Register läßt sich neu beeinflussen (im Sinne von Rückwärtszählen), wenn S_2 vorher (auch kurz) abgeschaltet wurde. Das Verstellen des C-Registers ist dann bei S_1 und S_3 in unterer Stellung über Ta_1 (oder Ta_2) in Verbindung mit Ta_5 möglich.

Der Umgang mit dem C-Register erfordert einige Übung. Danach stellen jedoch die gegebenen Variationsmöglichkeiten recht zufrieden. Bei der Eingabe »Langsam stellen« über Ta_1 (mit Ta_5) machten sich zunächst starke Prellerscheinungen bemerkbar. Vor allem beim Loslassen sprang die Minutenanzeige beträchtlich weiter. Erst die Verbindung dieses Eingangs mit U_{DD} über

etwa 100 k Ω und außerdem ein diesem Widerstand parallelgeschalteter Kondensator (Keramik 15 nF) führten zu einer saubereren Einstellmöglichkeit.

5. pMOS-Schaltkreis MM 5316

Sehr verbreitet in Tischuhren und Uhren-Radio-Kombinationen internationaler Hersteller ist der MM 5316 von National Semiconductor. Sein Äquivalenztyp von Texas Instruments hat die Bezeichnung TMS 1951. Dem großen Anschlußbedarf der Parallelausgabe steht wegen der dadurch fehlenden Multiplexfrequenz der Vorteil entgegen, daß ein im gleichen Gehäuse untergebrachter Rundfunkempfänger nicht gestört wird.

Der MM 5316 befindet sich in einem 40poligen DIL-Gehäuse. Bild 6 zeigt die Anschlußbelegung. Seine Innenstruktur weicht im Prinzip nur in funktionsbedingten Einzelheiten von der des CM 202 ab. Diese gehen aber aus dem noch folgenden Anwendungsbeispiel hervor. Die wichtigsten Daten wurden in Tabelle 2 zusammengefaßt.

Es ist bei ausreichender Konstanz der Netzfrequenz üblich, solche Uhren mit der Frequenz des Netzes zu takten. Der Schaltkreis läßt sich dazu wahlweise auf 50 Hz oder auf 60 Hz einstellen. Im Fall des MM 5316 ist für 50-Hz-Betrieb der Anschluß 36 mit U_{SS} zu verbinden. Auch der Zählumfang der Anzeige läßt sich umschalten: Anschluß 38 an V_{SS} bedeutet 24-Stunden-Anzeige; offener Anschluß 38 heißt 12-Stunden-Anzeige mit zusätzlicher Ausgabe eines AM/PM-Signals (Vormittag/Nachmittag).

Bild 7 gibt eine typische Schaltung für 24-h-/50-Hz-Betrieb mit Fluoreszenzanzeigen wieder. Sie informiert auch über wichtige Einzelheiten von Arbeitsweise und Bedienung. So kann das 4stellige Display (wie auch beim CM 202) auf die Ausgabe von Minuten und Sekunden umgeschaltet werden. In der Schaltung ist auch eine Helligkeitseinstellmöglichkeit enthalten, die ebenso mit einem Fotowiderstand automatisiert werden kann (Diese auch beim CM 202 gegebene Möglichkeit – dort durch die getrennte Anzeigestromversorgung vorbereitet – wurde im beschriebenen Modell nicht genutzt.)

Tabelle 2
Daten des MM 5316

Parameter	Bedingungen	min	typ	max	
Betriebsspannung Stromaufnahme	$U_{SS}(U_{DD} = 0 \text{ V})$ ohne Ausgangslasten	+8		+29	V
	$U_{SS} = +8 \text{ V}$		2	4	mA
	$U_{SS} = +29 \text{ V}$		3	5	mA
50/60-Hz-Eingang Frequenz		Gleichspannung	50 oder 60	30k	Hz
Spannung:					
H-Pegel		$U_{SS} - 1$		U_{SS}	V
L-Pegel		U_{DD}		$U_{DD} + 1$	V
Blanking-Eingangsspannung:					
H-Pegel		$U_{SS} - 2$		U_{SS}	V
L-Pegel		U_{DD}		$U_{SS} - 4$	V
alle anderen Eingänge:					
H-Pegel		$U_{SS} - 1$		U_{SS}	V
L-Pegel	interner Widerstand 2,5 M Ω nach U_{DD}	U_{DD}	U_{DD}	$U_{DD} + 2$	V
Spannungsausfallanzeige bei:	(U_{SS})	9		20	V
Ausgangsströme:					
1 Hz					
H-Pegel	$U_{OH} = U_{SS} - 2 \text{ V}$	1500			μA
L-Pegel	$U_{OL} = U_{DD}$			1	μA
bei allen anderen Ausgängen					
H-Pegel	$U_{OH} = U_{SS} - 2 \text{ V}$	500			μA
L-Pegel	$U_{OL} = U_{DD}$			1	μA

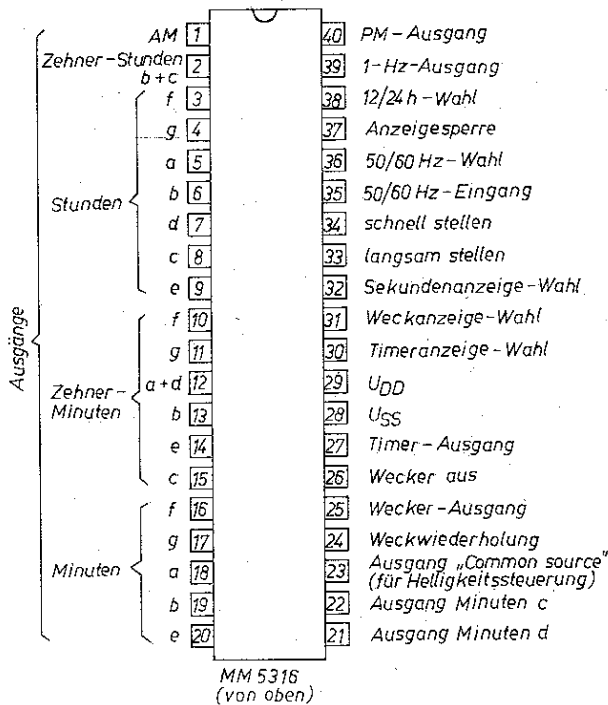


Bild 6 Anschlußbelegung des MM 5316 (TMS 1951)

Der MM 5316 hat einen rückwärts zählenden 59-min-Timer mit Schaltausgang, über den z. B. ein Rundfunkgerät nach Ablauf einer vorgewählten Zeitspanne selbsttätig abgeschaltet werden kann (sleep). Die vom CM 202 her bekannte Weckwiederholung (snooze) arbeitet bei diesem Modell auch bei der zweiten Wiederholung ohne Ansprechverzögerung. Statt der Ansteuerung des internen Teilers mit der ungenauen 50-Hz-Netzfrequenz (was sich auch bei nur 4stelliger Anzeige bald bemerkbar macht) kann über den Eingang »50/60-Hz-input« je nach gewähltem »mode« eine auf 50 oder 60 Hz geteilte Quarzfrequenz eingespeist werden. Dabei ist zu beachten, daß im Betriebsfall nach Bild 6 Anschluß 35 gegen 28 negative Halbwellen mit Amplituden von mehr als U_{DD} erhält. Man steuert also am besten über eine Transistorstufe mit pnp-Transistor an: Kollektor an 35, Emittter an 28, »Pull-up«-Widerstand 100 k Ω von 29 nach 35. Insofern ist der MM 5316 dem CM 202 unterlegen: Er benötigt außen einen kompletten Quarzgenerator mit Teiler (realisierbar z. B. nach Blatt 5-1 dieser Schaltungssammlung oder durch den CMOS-Generator aus [6]), während an den CM 202 nur der Quarz selbst angeschlossen werden muß.

Literatur:

- [1] Bilz, F.: Digitaluhr und Rechner mit U 820 D, radio fernsehen elektronik 27 (1978) Heft 10, Seite 662 bis 666
- [2] Bogojev, T./Tonkov, A./Savov, G.: Uhrenschaltkreis CM 202, radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 10, Seite 631 bis 633
- [3] Bogojev, T.: Integrierte MOS-Schaltungen für elektronische Uhren, radio fernsehen elektronik 28 (1979) Heft 8, Seite 488 bis 491
- [4] . . . Wir lernten kennen: Uhrenschaltkreis CM 202, radio fernsehen elektronik 30 (1981) Heft 5, Seite 321 bis 323
- [5] . . . MM 5316, description, National Semiconductor corp., USA
- [6] Schlenzig, K./Bläsing, K.-H.: Schaltbeispiele mit dem Rechnerschaltkreis U 820 D/U 821 D, Reihe »electronica«, Band 179, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980

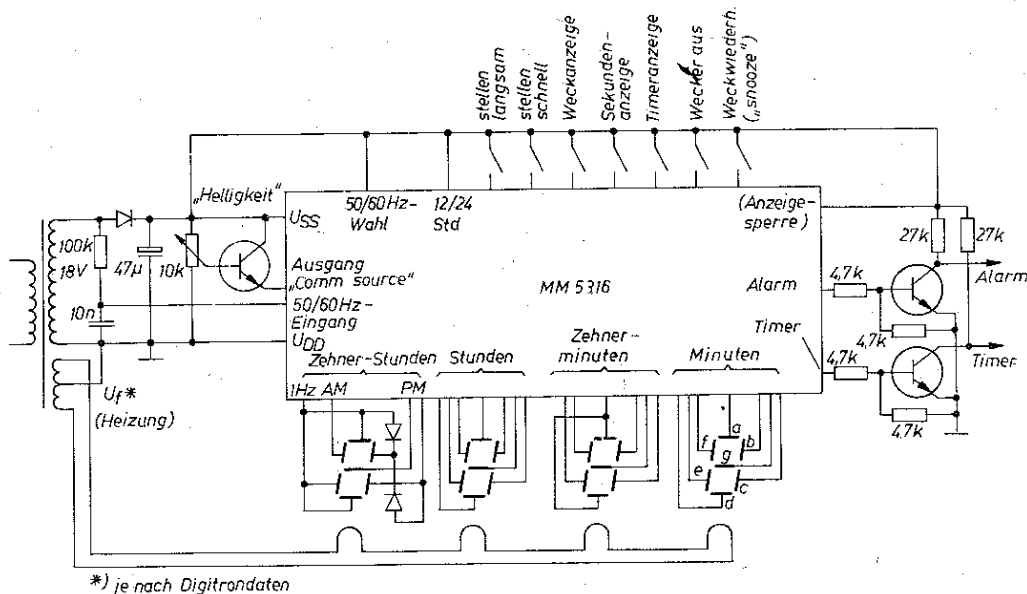


Bild 7 Stromlaufplan einer 4stelligen Tischweckuhr mit MM 5316 mit Fluoreszenzanzeige, Takt aus der Netzfrequenz

*) je nach Digitrondaten

Die praktische Tabelle

Tabelle Austausch von Schallplatten-Abtastsystemen

System	Prinzip	Bemerkungen	Ersatz
TAMU 2	magnetisch	veraltet	ohne
TAK 0159	Kristall	veraltet	ohne
TAKU 0153	Kristall	veraltet	ohne
TAKU 0157	Kristall	veraltet	ohne
KSM 0161N	Kristall	Normalrillen	KS 22 N
KSM 0161	Kristall	Mikrorillen, mono	KS 22 S/SD
KSMU 0261	Kristall	umschaltbar Mikro/Normalrille mono	KS 22 SD/S
KSMU 0263	Kristall	umschaltbar Mikro/Normalrille, mono	KS 22 S/SD mit Adapter
KSS 0160	Kristall	Stereosystem	KS 22 S/SD
KSS 0162	Kristall	Stereosystem	KS 22 S/SD
KSS 0163	Kristall	Stereosystem	KS 22 S/SD
KSS 102	Kristall	Stereosystem	KS 22 S/SD
CS 21	Piezokeram.	Stereosystem	KS 22 S/SD
KS 22 N	Kristall	Normalrillen	ohne Ersatz
KS 22 S	Kristall	Stereosystem	ohne Ersatz
KS 22 SD	Kristall	Stereosystem	ohne Ersatz
KS 23 S	Kristall	Stereosystem	(KS 23 S/SD)
KS 23 SD	Kristall	mit/ohne Keil	(KS 231 S/SD)
KS 231 S	Kristall	Stereosystem	(KS 23 S/SD)
KS 231 SD	Kristall	mit/ohne Keil	(CS 24 S/SD)
3 MU	magnetisch	umschaltbar Mikro/Normalrille mono	Übertrager überbrücken, KS 22 S/SD
4 M	magnetisch	Mikrorillen, mono	Übertrager überbrücken, KS 22 S/SD
5 MSD	magnetisch	Stereosystem mit Diamant	(MS 15 SD) (MS 16 SD) (MS 17 SD)
MS 15 SD	magnetisch	Stereosystem mit Diamant	(MS 16 SD) (MS 17 SD)
MS 15 N	magnetisch	Normalrillen	Entzerrer überbrücken, KS 22 N
MS 16 SD	magnetisch	Stereosystem	MS 17 SD
MS 17 SD	magnetisch	Stereosystem	MS 16 SD
MS 25 SD	magnetisch	HiFi-System 1/2-Zoll	(hochwertige NSW-Typen)*
MS 27 SD	magnetisch	HiFi-System 1/2-Zoll	MS 25 SD (hochwertige NSW-Typen)*

* Hinweis: in der DDR nicht handelsüblich!

Grundsätzlich ist folgendes zu beachten:

- Beim Austausch von Magnetsystemen gegen Piezosysteme und umgekehrt ist zu berücksichtigen, daß Magnetsysteme einen Anpassungsübertrager (ältere Geräte) bzw. einen Schneidkennlinienentzerrer benötigen. Bei Einsatz eines Piezosystems ist dieser zu überbrücken.
- Der im Gerät eingesetzte Tragarm muß die für das betreffende System geforderte Einstellung der Auflagekraft ermöglichen.
- Mit Normalrillensystemen nur 78er Normalrillenplatten abtasten! Mit Mikrorillensystemen nur Mikrorillenplatten abtasten! Die jetzt augenblicklich im Handel befindlichen Stereoplatten werden von diesen Systemen beschädigt! Dagegen ist die Abtastung älterer Normal- und Mikrorillenplatten mit modernen Stereosystemen ohne Nachteil für die Platte möglich. Man sollte jedoch für diese Zwecke ein gesondertes System verwenden, da der Abtaster bei wiederholtem Gebrauch für diese Zwecke einem anderen Abschleiß (Verschleiß) unterliegt, der bei Wiederbenutzung auf Stereoplatten zur Rillenbeschädigung führt.
- Beim Austausch von Kristallsystemen gegen Piezosysteme ist zu beachten, daß von letzteren eine etwas geringere Ausgangsspannung abgegeben wird (Verstärkungsreserve des Wiedergabeteils beachten!).

Tips zum Einsatz von Magnetbändern und Magnetbandkassetten

Magnetbänder werden unterteilt in

- Standardband – die Banddicke ist 50 µm, in Produktion ist der Typ 103
- Langspielband – die Banddicke ist 35 µm, produziert werden Typ 113 und Typ 114 LH.
- Doppelspielband – die Banddicke ist 25 µm, produziert werden Typ 120 und Typ 121 LN.
- Dreifachspielband – die Banddicke ist 18 µm, produziert werden Typ 130 und Typ 131 LH.

Das Standardband Typ 103 verlangt einen größeren Bandzug, so daß es nur auf älteren Geräten (etwa BG 26/KB 100) eingesetzt werden kann. Für Vierspurgeräte auf keinen Fall verwendbar.

- Ein Austausch von magnetischen Abtastsystemen der Typen MS 15, 16, 17 SD gegen die Spitzensysteme MS 25, MS 27 SD ist nicht möglich, da außer konstruktiven Änderungen (1/2-Zoll-Befestigung) auch andere Eingangsimpedanzen des Entzerrverstärkers erforderlich sind.

- Beim Austausch der HiFi-Spitzensysteme MS 25 SD gegen Typen anderer Hersteller (Unitra, Supraphon, Shure, Philips, ADC, Pickering, Audio u a.) sind die jeweiligen Herstellerangaben zu beachten. Es sind nicht alle Spitzenerzeugnisse einsetzbar, da die hochwertigen Eigenschaften nur unter Beachtung der spezifischen Anschlußbedingungen erreicht werden.

Die Langspielbänder Typ 113 und Typ 114 LH sind für den robusten Betrieb auf Zwei- und Vierspur-Magnetbandgeräten geeignet. Auf Grund des besseren, nadelförmigen Eisenoxids muß eventuell bei älteren Geräten die Amplitude von Lösch- und Vormagnetisierungsstrom um etwa 15 bis 20% vergrößert werden. Der Typ 114 LH ist vor allem gedacht für hochwertige Bandgeräte der HiFi-Klasse.

Die Doppelspielbänder sind vor allem für Vierspurgeräte geeignet, dabei ist der Typ 120 das »Universalband« für den Tonamateur. Durch die bessere Schmiegsamkeit am Tonkopf ist die Höhenwiedergabe gut. Der Typ 121 LH ist vor allem für die Geräte B 100/ZK 146/ZK 246 gedacht.

Vorsicht geboten ist beim Einsatz der Dreifachspielbänder, sie verlangen genau eingestellte Bremsen, exakten Bandzug und gut justiertes Laufwerk. Ansonsten kommt es schnell zu einer übermäßigen Dehnung des Magnetbandes, das Welligwerden an den Bandkanten verschlechtert den Band-Kopf-Kontakt. Ansonsten werden sie eingesetzt wie Typ 120/121 LN.

Magnetbandkassetten gibt es mit Eisenoxidband und Chromdioxidband in den Ausführungen K 60 LN und K 90 LN. Bei älteren Kassettenbandgeräten sollte man nur K 60-Kassetten verwenden, da bei K 90-Kassetten ein sehr dünnes Magnetband verwendet wird (K 60 – 18 µm; K 90 – 12 µm). Durch Bandstreckung wird die K 90-Kassette schnell unbrauchbar. Chromdioxidkassetten können optimal nur auf solchen Geräten benutzt werden, die elektrisch dafür dimensioniert sind. Gegenüber einer Eisenoxidkassette verlangt eine Chromdioxidkassette

- eine um etwa 50% größere Vormagnetisierungsamplitude,
- einen um etwa 130% größeren Aufzeichnungsstrom,
- eine um etwa 40% größere Löschamplitude,
- eine von 120 µs auf 70 µs umgeänderte Höhenentzerrung zur Frequenzganglinearisierung.

Chromdioxidkassetten aus der modernen Fertigung haben keinen stärkeren Kopfabrieb wie Eisenoxidkassetten.

Da alle Magnetbänder heute auf Polyesterbasis hergestellt werden, ist ein Kitten mit dem ORWO-Kleber A970 nicht möglich. Gerissene Magnetbänder werden mit dem Hinterklebeband ORWO Typ 740 geklebt.

Wichtig ist das Reinigen von Kombikopf und Löschkopf nach etwa 30 bis 60 Betriebsstunden. Verunreinigte Köpfe ergeben leisere Aufnahmen und fehlende Höhenwiedergabe. Zur Reinigung gibt es die ORWO-Reinigungskassette, die man nur etwa 2 min ablaufen läßt (bei »Wiedergabe«). Da bei längerer Ablaufdauer der Kopfabrieb zu stark ist, sollte man im Wechsel zur Reinigung den Servicestab (VEB Goldpfeil Magnetkopfwerk Hartmannsdorf) verwenden. Mit dem Filzkissen und reinem Alkohol bzw. benzolfreiem Spiritus können Magnetköpfe, Tonwelle, Bandführungen und Gummiandruckrolle gereinigt werden. Bei modernen Ferrit-Magnetköpfen ist die Reinigungskassette nicht einsetzbar.



1. Überblick über Geräteumfang und Programmausstattung

1.1. Zielstellung für den Aufbau der Hardware

In den folgenden Blättern wird auf der Basis von Blatt 6-1 bis 6-5 der 2. Lieferung der Schaltungssammlung eine Anleitung zum Selbstbau eines Mikrorechners *ZE 1* entsprechend den Originalschaltungen vom VEB Kombinat *Robotron* Riesa gegeben. Das soll durch Kombinieren einiger Originalbaugruppen mit Eigenbauten geschehen. Auch der Selbstbau aller Baugruppen auf selbstgefertigten Leiterplatten ist möglich. Für den Aufbau eines Mikrorechners mit *U 808 D* entsprechend *ZE 1* gibt es folgende Gründe:

- Aufbau mit einfach zu beschaffenden, niedrig integrierten Bausteinen aus DDR-Produktion (bzw. mit wenigen Bauelemententypen aus der UdSSR).
- Durch geringe Bauelementedichte und niedrige Taktfrequenz können alle Leiterplatten handverdrahtet in Laborplattenbauweise aufgebaut werden.
- Der Rechner *ZE 1* wird noch produziert, jedoch von einigen Großbetrieben schon an Arbeitsgemeinschaften und Elektronikzirkel abgegeben.
- Der Rechner besteht aus wenigen Leiterplatten und läßt sich trotzdem (mit beschränktem Interruptbetrieb) für viele Steuerungsaufgaben und Experimente nutzen.

Der Mikrorechner kann bis zu der in Bild 4 von Blatt 6-2 der 2. Lieferung angegebenen Konfiguration ergänzt werden. Behandelt wird eine Grundausstattung mit Zentraleinheit, RAM, EPROM und Bedienteil. Dazu werden eine leicht aufzubauende Eingabevorrichtung für Lochbänder und ein Sichtgerät mit 16 7-Segment-Anzeigen als erste Stufe einer Peripherie vorgeschlagen.

Spätere Ergänzungen sollen den Anschluß eines Kassettenrekorders und eines gewöhnlichen Fernsehers sowie eines Tastensatzes umfassen.

Mit dieser Grundausstattung sollen Amateure und Arbeitsgruppen eine Möglichkeit zum Experimentieren sowie zur Einarbeitung in den Umgang mit Mikrorechnern erhalten, ohne daß Spezialgeräte beschafft werden müssen.

Ein praktischer Einsatz ist für folgende Fälle möglich:

- Computerspiele (Bediengerät, Sichtgerät bzw. Tastensatz oder Fernseher erforderlich);
- Uhr mit Schaltfunktionen (Bedienteil, Sichtgerät, Zählerzusatz mit Quarzgenerator erforderlich);
- Heimcomputer zur Steuerung von Modelleisenbahn, Aquarien usw. (Bedienteil und spezielle Anschlußsteuerungen erforderlich);
- Programmierausbildung und praktische Übungen (Bedienteil und Sichtgerät erforderlich);
- Erzeugung einfacher Tonfolgen und akustischer Signale (analoge Zusätze erforderlich).

Um in MC-Kode ausgegebene ladbare Lochstreifen (s. Abschnitt 3.) mit solchen Programmen in das RAM zu laden, wird eine Lochstreifeneingabevorrichtung zum Selbstbau beschrieben.

Wenn größere Programme erprobt und verändert werden, muß man ein Kassettenmagnetbandgerät (normales Magnetbandgerät mit selbstgebauter Anschlußbaugruppe) verwenden. Auf eine übliche Kassette läßt sich der gesamte RAM-Inhalt schreiben und von dort wieder laden. Der Anschluß eines Lochbandstanzers und eines Fernschreibers wird nicht besprochen.

Für Schulungen und Übungen kann ein Handprogrammgeber [6] verwendet werden. Die gesamte Arbeit sollte unter Anleitung eines erfahrenen Fachmanns stehen, der speziell in der Phase der Testung der Baugruppen Erfahrungen im Umgang mit TTL-Schaltungen vermittelt.

2. Baugruppen der Grundausrüstung des Mikrorechners *ZE 1*

2.1. Zentraleinheit und Bedienteil

Funktion und Struktur der Baugruppen gehen aus Bild 5 in Blatt 6-2 und aus Bild 6 in Blatt 6-3 der 2. Lieferung hervor. Der Aufbau wird entsprechend den Zweiebenenleiterplatten *1.22.51.8890*, *1.22.51.8900* und *1.22.5.9020* vom VEB Kombinat *Robotron* Riesa ausgeführt. Die Anordnung der Bauelemente wurde geringfügig verändert, damit für den Eigenbau der Baugruppen selbstgefertigte Leiterplatten verwendet werden können. Lötungen werden nur für die Bauelementeanschlüsse vorgesehen. Zu verdrahten ist mit Schaltdraht, wobei man lediglich auf kurze Leitungsführung zu achten hat.

Wenn man Laborleiterplatten des *Instituts für Nachrichtentechnik* (INT) Berlin bzw. des VEB Kombinat *Robotron* oder der *Akademie der Wissenschaften* der DDR verwendet, müssen die Bauelemente anders angeordnet werden. Es läßt sich die Laborleiterplatte *U 12* (Schl.-Nr. *14409*) bzw. *U 14* (Schl.-Nr. *14405*) des VEB *Elektrophysikalische Werke* Neuruppin verwenden. Diese Leiterplatten werden nach Unterlagen des INT Berlin hergestellt. (Über Liefermöglichkeiten kann nur der Hersteller Auskunft geben.)

2.2. Speicherbaugruppen

Das Prinzip des Aufbaus der Speicherbaugruppen geht aus Bild 2 in Blatt 6-4 der 2. Lieferung hervor. Die Adressendekodierung wird auf den Baugruppen selbst vorgenommen. Um den Schaltkreis *U 202* einsetzen zu können, wurde die Originalschaltung der *ZE 1* abgewandelt.

Es wurde auf eine Ausrüstung mit einer Baugruppe RAM (2 k Bytes) und mit einer Baugruppe EPROM (2 k Bytes) orientiert. Weitere Baugruppen können ergänzt werden.

Auf einen Informationsschutz bei Ausfall der Spannung der RAM-Bausteine wurde verzichtet.

2.3. Spannungsversorgung

Die Zentraleinheit mit Bedienteil und Speichern benötigt +5 V/4 A und -9 V/1 A. Die Spannungen müssen stabilisiert sein und dürfen nicht mehr als $\pm 5\%$ bei Netzschwankung und Laständerung variieren. Für den Aufbau der Spannungsversorgung kann an dieser Stelle keine weitere Unterstützung gegeben werden. Bei Ausfall der +5 V darf nicht langfristig die Spannung -9 V an den im Originalaufbau verwendeten Speicherbausteinen anliegen. Die Spannung -9 V wird von einem Relais geschaltet, das die +5-V-Strecke speist. Für die Speisung der Anzeigeeinheit mit +12 V kann die unstabilierte Eingangsspannung der +5-V-Strecke (10 bis 12 V) benutzt werden. Die Belastung liegt bei etwa 1 A.

2.4. Periphere Baugruppen

Die Baugruppen *Lochstreifen-Eingabevorrichtung* und *Dialoganzeige* sind so konzipiert, daß sie mit geringen Ergänzungen auch an den Mikrorechner *K 1520* angeschlossen werden können. Damit wird ein Übergang zu diesem moderneren Rechner erleichtert, wenn die entsprechenden Schaltkreise Amateuren zur Verfügung stehen.

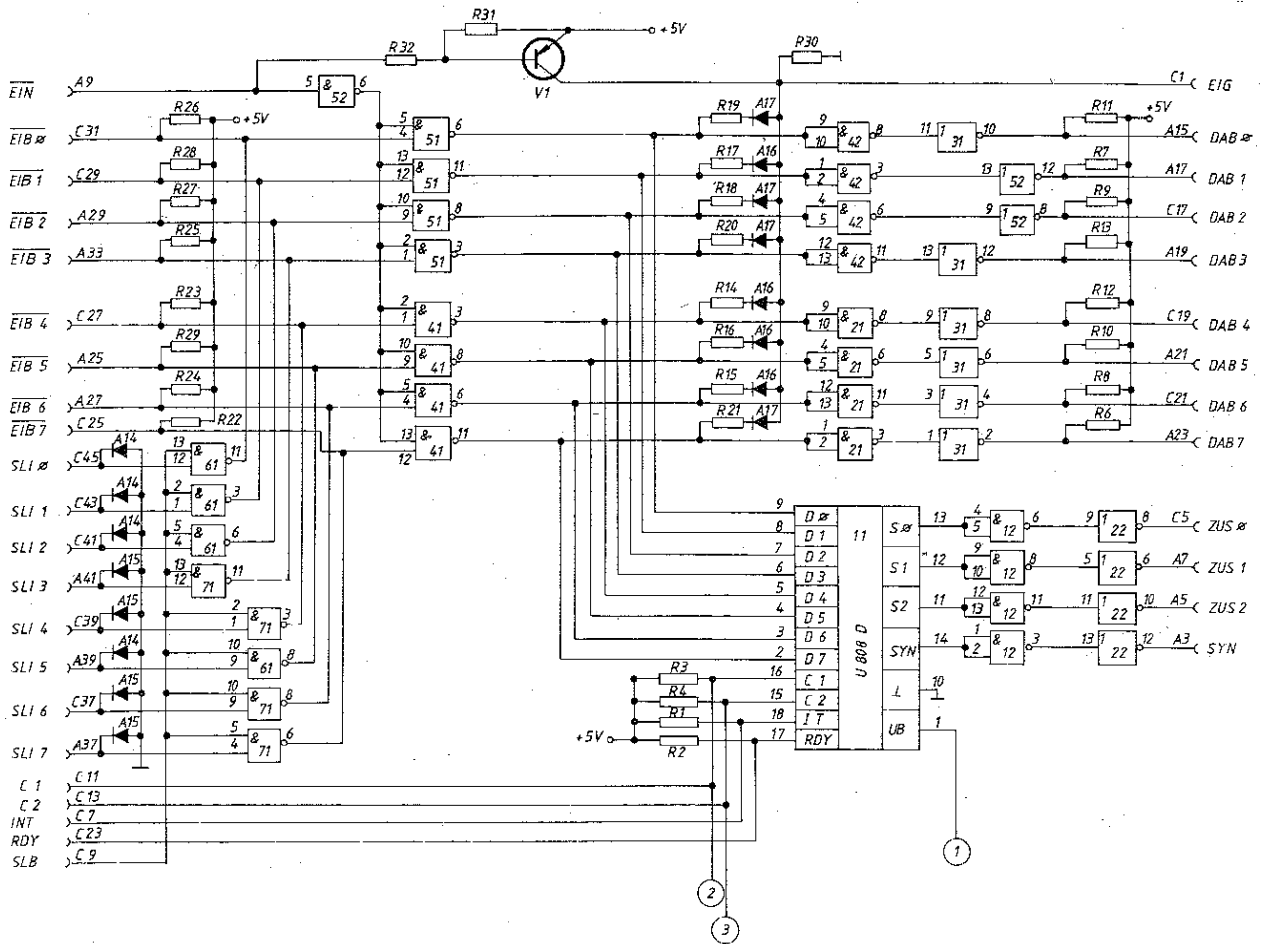


Bild 1 ZEI-1, Stromlaufplan, Anschlüsse (1) bis (3) s. Bild 2

2.5. Gesamtaufbau

Der Originalaufbau vom VEB Kombinat Robotron Riesa befindet sich in einem ESER-Viertelpaneel mit gedruckter Rückverdrahtung. Darunter wird eine Baugruppenaufnahme für 9 Leiterplatten mit Rückverdrahtung und Steckverbindungen verstanden (ZEI-1, ZEI-2, BDA, 4 × RAM, 1 × ROM und Fernschreibanschluß). Für einen Selbstbau kann auch eine Baugruppenaufnahme des EGS-Systems (allerdings ohne Gleitschienen) 240 mm × 160 mm mit Rückverdrahtung verwendet werden. Bediengerät und Anzeigeteil werden in getrennten Gehäusen untergebracht. Für das Bediengerät eignet sich ein U-förmig gebogenes Blech mit Ausschnitten für die Bedienelemente. Die Rückverdrahtung für die mindestens 6 Leiterplatten kann gelötet oder gewickelt werden (spezielle Wickelnaedel erforderlich), wenn die gedruckte Rückverdrahtung nicht zur Verfügung steht. Lochstreifen-Eingabevorrichtung und Anzeigeeinheit schließt man über eine spezielle Anschlußplatte an, die in die Rückverdrahtung eingesteckt wird.

3. Software-Einführung

3.1. Befehlssatz, Assembler und Maschinencode

In der Einführung nach Blatt 6-1 der 2. Lieferung wurde die Abarbeitung von Befehlen durch den U808 erläutert. Tabelle 2 zeigt den gesamten Satz der für den U808 gültigen Befehle und ihre Wirkung. Tabelle 3 gibt den Befehlssatz in einer anderen Darstellung wieder, die es ermöglicht, aus einer hexadezimalen Datenbusbelegung schnell die Befehlsmnemonik zu ermitteln. Die Handhabung des Befehlssatzes bei der Programmierung wird an Hand von Übungen und Beispielen in späteren Folgen behandelt. An dieser Stelle soll nur ein Überblick über die Verfahren gegeben werden, mit denen aus einem Programmkonzept ein vom Speicher abrufbares Programm erzeugt wird. Wenn keine weiteren Hilfsmittel zur Verfügung stehen, muß

man zu jedem Befehl den zugehörigen Befehlscode aus Tabellen entnehmen und ihn notieren. Vor den Befehlscode wird die Adresse gesetzt. Bei Sprungbefehlen gibt man im 2. und 3. Byte die Zieladresse (Tabelle 2) absolut an. Die Kodeliste wird anschließend in richtiger Reihenfolge in den Speicher geladen. Für industrielle Programmerstellung wird ein Rechner mit einem Assemblerprogramm benutzt. Ein Assembler ist ein Programm, das eine Folge von mnemonischen Befehlen entsprechend Tabelle 2 oder Tabelle 3 in die Folge von Befehlscodes und absoluten Adressen umwandelt. Für den U808 wird in der DDR der Assembler BASS K 1510 (Basisassembler, mit dem man auf dem Rechner K1510 arbeitet) oder ein Cross-Assembler (Arbeit auf einem Großrechner) verwendet. Anwender, die diesen günstigen Weg gehen wollen, müssen den K 1510 und das Assemblerprogramm eines Großbetriebs oder Instituts nutzen. Als Datenträger wird dabei ein Lochstreifen (sogenanntes Quellprogramm oder auch Quelle) benötigt, auf dem alle Befehle in einem bestimmten Code abgelocht sind. Für 8-bit-Lochstreifen (8 Lochreihen) ist das der KOI-7-Kode nach TGL 23 207/02 bzw. RGW-356-76. Tabelle 4 zeigt diesen Code. Da die Assemblierung von einem Automaten vorgenommen wird, existieren für die Struktur eines solchen Quellprogramms genaue Vorschriften. Für den BASS K 1510 sollen nur einige Beispiele angegeben werden, die die anschließend aufgeführten Programme verständlich machen (s. dazu Tabelle 11):

- Adressen und Operanden werden als Marken oder Symbole angegeben. Ein Symbol bzw. eine Marke (z. B. HAL 1, WTR usw.) steht für einen absoluten Wert oder für eine absolute Adresse. Marken oder Symbole beginnen mit einem Buchstaben und können maximal 5 Zeichen haben. Marken werden durch »:« abgeschlossen.



- Symbolische Operanden werden durch die Anweisung SET dem absoluten Wert zugeordnet
- Die Adresse, auf der der erste Befehl steht, wird mit einer Anweisung ORG angegeben
- Alle nach einem »;« stehenden Zeichen werden nicht assembliert, sondern gelten als Kommentar
- Befehl und Operand (z. B. MOV D, A) werden der Übersichtlichkeit wegen durch mehrere Leerzeichen (meist ein Tabulatoranschlag) getrennt. D, A bezeichnet Ziel, Quelle des Datentransports. Ziel und Quelle werden durch Komma getrennt
- Der Low-Teil einer 14-bit-Adresse kann als logische Operation mit einem 2-Byte-Operanden angegeben werden. MARKE AND 0FFH blendet die unteren 8 bit der Marke aus. Der High-Teil wird mit MARKE SHR 8 (SHR 8 steht für »shift right 8 x «) angegeben
- Das Programm endet mit END, \rightarrow # HALT, wobei # HALT nur für das Assemblerprogramm angefügt wird und \rightarrow « Wagenrücklauf + Zeilenschaltung oder auch »New Line« = NL bedeutet

Eine Reihe weiterer Vorschriften wird später ergänzt. Das Ergebnis des Assemblerlaufs ist nun nicht ein Lochstreifen mit der Bitbelegung der Befehlskodierungen, sondern aus Gründen einer Fehlerausschaltung ein sogenannter Maschinencode (MC-Kode). Dieser MC-Kode gibt für jedes Byte zwei hexadezimale Zahlen an, die im KOI-7-Kode dargestellt werden. Jeweils 1 bis 16 solcher Bytes faßt man in einem Block zusammen. Alle Bytes des Blockes (ohne »;«) werden dual zu einer Summe S addiert, wobei der Übertrag unberücksichtigt bleibt. (0-S) wird als Prüfsumme an den Block angefügt. Vor dem Block stehen die Blocklänge, die Adresse, auf die das erste Byte des Blockes geladen wird, und eine Blocktypkennzeichnung (hier immer 00). Alle Angaben sind hexadezimal verschlüsselt. Das Ende des Streifens wird durch einen Block mit Blocklänge 00 angezeigt. Zur Illustration werden Tabelle 11 und Tabelle 12 herangezogen. Tabelle 11 zeigt einen Assemblerausdruck. In der ersten Spalte werden die Zeilen gezählt. Die zweite Spalte zeigt die Adressen. In der dritten Spalte stehen hexadezimal Befehlscode und Operanden, und die vierte Spalte bis Zeilenende ist der Quelltext. Die Quellzeile besteht aus dem Markenteil, Operationsteil und Operanden. Tabelle 12 gibt den Inhalt der dritten Spalte (Befehlscode + Operanden) im MC-Kode wieder. Jede Zeile beginnt aus formalen Gründen mit einem »;«. Alle weiteren Felder sind angedeutet. Die Bildung der Prüfsumme wird der Einfachheit halber an der letzten Zeile erläutert. Die Summe der Bytes der Zeile lautet:

$$01 + 02 + E0 + 07 = EA;$$

$$1/00 - EA = 16 \text{ (alles hexadezimal).}$$

16 wird auch als Prüfsumme angegeben. Über ein spezielles Ladeprogramm kann der MC-Lochstreifen in den Speicher, und zwar auf die vor jedem Block angegebene Adresse, geladen werden. Ein solches Ladeprogramm wird in Abschnitt 11.4 angegeben.

3.2. Grundausrüstung mit Programmen

Außer einem Ladeprogramm für MC-Kode-Bänder muß ein Mikrorechner mit Programmen für einige Grundfunktionen ausgestattet sein.

Dazu gehören:

- Laden eines Programms über Tasten;
- Lesen eines Speicherinhalts in steigender Adressenfolge;
- Start eines geladenen Programms;
- Programm zum Funktionstest (z. B. einfache Zählschleife oder Speichertestprogramm)

Diese Programme (nur Zählschleife als Testprogramm) umfassen etwa 160 Byte und sind bei Bedarf vom VEB Kombinat *Robotron-Büromaschinenwerk* Erfurt nachzunutzen. Als Bedienelemente werden die Schalter des Bedienteils benutzt. Ein Speichertestprogramm wird in einer weiteren Übung behandelt. Für das Programm zur Ansteuerung einer Anzeigeeinheit werden in Abschnitt 12 Angaben gemacht.

Diese Grundprogramme umfassen etwa 2 Bausteine U 552 und sind vor Beginn der Arbeit mit dem Rechner im Festwertspeicher (im Beispiel Adresse 00 bis 01 FFH) unterzubringen. Die Adressen 00 bis 38 H werden durch die Befehle RST 0 bis 7 (Unterprogramm – Aufruf von 1 Byte mit Kellerung der Absprungadresse entsprechend Tabelle 2b) belegt. Wenn man diese RST-Befehle für Programmverzweigungen durch die Peripherie bzw. bei Interrupt verwenden will, ist das softwaremäßig vorzubereiten. Obwohl man das nicht für alle RST-Befehle nutzen wird, soll die Vorbereitung vollständig durchgeführt werden.

Jeder RST-Befehl führt auf eine Festadresse, und auf dieser Adresse sollen Sprünge zu wichtigen Programmen bzw. in markante RAM-Stellen stehen. In diese RAM-Stellen lassen sich dann die endgültigen Zieladressen eintragen. Zwischen den RST-Adressen ist noch so viel Platz, daß von festen Adressen Einsprünge in Grundprogramme und zu den Anfangsadressen der REPR0M-Bausteine vorgesehen werden. Die später zu ent-

Tabelle 1 Belegung der REPR0M-Bausteine der Adressen 00 bis 02FFH mit Restart-Befehlen, Programmeinsprünge und Grundprogrammen (Als Monitorprogramm oder Monitor wird ein Programm zur Kontrolle der Prozessorfunktion [Anzeige von Registerinhalten und Adressen] und zum Laden/Lesen von Speicherinhalten bezeichnet)

Adresse (hexadezimal)	Sprungbefehl	Kommentar
00 00	JMP 01 00H	;RST 0, Sprung zum Monitor
05	JMP HAL	;Sprung zum Lesereingabeprogramm
08	JMP BANZ	;RST 1, Sprung zum Anzeigeprogramm
0D	JMP SEKO	;Sprung zum Segmentkodierungsprogramm
10	JMP 2000H	;RST 2, Sprung zum RAM-Anfang
15	JMP 0300H	;Sprung zum Chip 3
18	JMP 23F0H	;RST 3, Sprung zur ersten RAM-Zelle
1D	JMP 0400H	;Sprung zum Chip 4
20	JMP 23F3H	;RST 4, Sprung zur RAM-Zelle 2
25	JMP 0500H	;Sprung zum Chip 5
28	JMP 23F6H	;RST 5, Sprung zur RAM-Zelle 3
2D	JMP 0600H	;Sprung zum Chip 6
30	JMP 23F9H	;RST 6, Sprung zur RAM-Zelle 4
35	JMP 0700H	;Sprung zum Chip 7
38	JMP 23FCH	;RST 7, Sprung zur RAM-Zelle 5
3D	JMP 0800H	;Sprung zur ROM-Erweiterung
00 40		;Grundprogramme zum Laden, Lesen ;von RAM-Bereichen + Programmstart und Zählschleife
FF		
01 00		;Nach Wunsch verbesserter Monitor ;oder Textanzeigeprogramm
FF		
02 00		;TAB, BANZ, SEKO (s. Abschnitt 12) ;HAL (s. Abschnitt 11.)
BF		

werfenden Anwenderprogramme sollen im folgenden immer auf einen oder mehrere Bausteine U 552 (bezeichnet nach der Anfangsadresse Chip 0, Chip 1 usw.) verteilt werden. Durch diese Festadressen muß man bei Änderungen der Grundprogramme (auch Gerätetreiberprogramme genannt) nicht immer alle Anwenderprogramme umprogrammieren. Dabei soll der RAM-Bereich von 2000 H bis 27 FFH und der ROM/REPROM-Bereich von

00 bis 07 FFH (Erweiterung ab 0800H) reichen. Tabelle 1 gibt einen Vorschlag zur Gestaltung des Chip 0 und Chip 1. Leider wird es sich nicht vermeiden lassen, nach Abschluß der Erprobungsphase des Rechners einige Sprungadressen entsprechend den gewählten Anwenderprogrammen neu zu programmieren

Tabelle 2

a) Registerbefehle und logische Befehle des U 808 D

Registerbefehle						
Mnemonic	Takte	Zyklen	Bitbelegung	Bedingungsflipflop (Flags)	Befehlsbeschreibung	
MOV r1, r2	5	PCI	11DDSSSS	ohne Einfluß auf Flags	Register r1 mit Inhalt von Register r2 laden	
MOV r, M	8	PCI/PCR	11DDD111	ohne Einfluß auf Flags	Register r mit Inhalt Memory-Zelle (ADR:H,L) laden	
MOV M, r	7	PCI/PCW	1111SSSS	ohne Einfluß auf Flags	Memory-Zelle (ADR:H,L) mit Inhalt Register r laden	
MVI r	8	PCI	00DDD110	ohne Einfluß auf Flags	Register r mit 2 Befehls-Byte laden	
MVI M	9	PCI PCR/PCW	B:76543210 00111110 B:76543210	ohne Einfluß auf Flags	Memory-Zelle (ADR:H,L) mit 2-Befehlsbyte-Zelle nachfolgender ADR laden	
INR r	5	PCI	00DDD000	Z, S, P gesetzt	Erhöhung Register r um 1 (nur für Register B bis L)	
DCR r	5	PCI	00DDD001	Z, S, P gesetzt	Erniedrigung Register r um 1 (nur für Register B bis L)	
Akkumulatorbefehle						
ADD r	5	PCI	1000SSSS	C, Z, S, P gesetzt	Addition von Register r und Akku	
ADD M	8	PCI/PCR	10001111	C, Z, S, P gesetzt	Addition von Memory-Zelle (ADR:H,L) und Akku	
ADI	8	PCI PCR	00000100 B:76543210	C, Z, S, P gesetzt	Addition von 2 Befehlsbyte und Akku	
ADC r	5	PCI	10001SSS	C, Z, S, P gesetzt	Addition von Register r und Übertrag und Akku	
ADC M	8	PCI/PCR	10001111	C, Z, S, P gesetzt	Addition von Memory-Zelle (ADR:H,L) und Übertrag und Akku	
ACI	8	PCI PCR	00001100 B:76543210	C, Z, S, P gesetzt	Addition von 2 Befehlsbyte und Übertrag und Akku	
SUB r	5	PCI	10010SSS	C, Z, S, P gesetzt	Subtraktion Register r vom Akku	
SUB M	8	PCI/PCR	10010111	C, Z, S, P gesetzt	Subtraktion Memory-Zelle (ADR:H,L) vom Akku	
SUI	8	PCI PCR	00010100 B:76543210	C, Z, S, P gesetzt	Subtraktion 2 Befehlsbyte vom Akku	
SBB r	5	PCI	10011SSS	C, Z, S, P gesetzt	Subtraktion Register r vom Akku und Übertrag	
SBB M	8	PCI/PCR	10011111	C, Z, S, P gesetzt	Subtraktion Memory-Zelle (ADR:H,L) vom Akku und Übertrag	
SBI	8	PCI PCR	00011100 B:76543210	C, Z, S, P gesetzt	Subtraktion 2 Befehlsbyte vom Akku und Übertrag	
ANA r	5	PCI	10100SSS	S, Z, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches UND von Register r und Akku	
ANA M	8	PCI/PCR	10100111	S, Z, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches UND von Memory-Zelle (ADR:H,L) und Akku	
ANI	8	PCI PCR	00100100 B:76543210	S, Z, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches UND von 2 Befehlsbyte und Akku	
XRA r	5	PCI	10101SSS	Z, S, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches EXCL OR von Register r und Akku	
XRA M	8	PCI/PCR	10101111	Z, S, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches EXCL OR von Memory-Zelle (ADR:H,L) und Akku	
XRI	8	PCI PCR	00101100 B:76543210	Z, S, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches EXCL OR von 2 Befehlsbyte und Akku	
ORA r	5	PCI	10110SSS	Z, S, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches INCL OR von Register r und Akku	
ORA M	8	PCI/PCR	10110111	Z, S, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches INCL OR von Memory-Zelle (ADR:H,L) und Akku	
ORI	8	PCI PCR	00110100 B:76543210	Z, S, P gesetzt, C rückgesetzt	logisches INCL OR von 2 Befehlsbyte und Akku	
CMP r	5	PCI	10111SSS	C, Z, S, P gesetzt	Z gesetzt, wenn A = Register r/M/I C gesetzt, wenn A < Register r/M/I C rückgesetzt, wenn A > Register r/M/I	
CMP M	8	PCI/PCR	10111111	C, Z, S, P gesetzt		Vergleich zwischen Register r und ungeändertem Akku
CPI	8	PCI PCR	00111100 B:76543210	C, Z, S, P gesetzt		Vergleich zwischen Memory-Zelle (ADR:H,L) und ungeändertem Akku



Tabelle 2 (Fortsetzung)

RLC	5	PCI	00000010	C gesetzt (von B7 des Akku)	Linksverschiebung des Akku
RRC	5	PCI	00001010	C gesetzt (von B0 des Akku)	Rechtsverschiebung des Akku
RAL	5	PCI	00010010	C gesetzt (von B7 des Akku)	Linksverschiebung des Akku durch Übertragsbit
RAR	5	PCI	00011010	C gesetzt (von B0 des Akku)	Rechtsverschiebung des Akku durch Übertragsbit

Erläuterung:

Registerkode (DDD bzw. SSS)	A 000	B 001	C 010	D 011	E 100	H 101	L 110	Flag-Flipflop: C gesetzt, wenn Übertrag oder Defizit Z gesetzt, wenn 0...0 im Register r S gesetzt, wenn höchstwertiges bit = 1 P gesetzt, wenn Parität im Register r
--------------------------------	----------	----------	----------	----------	----------	----------	----------	--

b) Sprung- und Ein-/Ausgabe-Befehle des U 808 D
 Sprungbefehle

JMP	11	PCI		0 1 X X X	1 0 0	unbedingter Sprung zur Adresse des PC-Inhalts
		PCR	PC:	7 6 5 4 3	2 1 0	
		PCR	PC:	X X 13 12 11	10 9 8	
JNC (bezüglich C)	9/11	PCI		0 1 0 C4 C3	0 0 0	bedingter Sprung auf Adresse PC:
JNZ (bezüglich Z)		PCR	PC:	7 6 5 4 3	2 1 0	13...0, wenn Flag rückgesetzt, sonst PC + 3
JP (bezüglich S)		PCR	PC:	X X 13 12 11	10 9 0	
JPO (bezüglich P)						
JC (bezüglich C)	9/11	PCI		0 1 1 C4 C3	0 0 0	bedingter Sprung auf Adresse PC:
JZ (bezüglich Z)		PCR	PC:	7 6 5 4 3	2 1 0	13...0, wenn Flag gesetzt, sonst PC + 3
JM (bezüglich S)		PCR	PC:	X X 13 12 11	10 9 8	
JPE (bezüglich P)						
CALL	11	PCI		0 1 X X X	1 1 0	unbedingter Sprung in Unterprogramm
		PCR	PC:	7 6 5 4 3	2 1 0	PC: 13...0, laufender PC-Stand im Stack gespeichert
		PCR	PC:	X X 13 12 11	10 9 8	
CNC (bezüglich C)	9/11	PCI		0 1 0 C4 C3	0 1 0	bedingter Sprung in Unterprogramm
CNZ (bezüglich Z)		PCR	PC:	7 6 5 4 3	2 1 0	PC: 13...0, wenn Flag rückgesetzt, laufender PC-Stand im Stack gespeichert, sonst PC + 3
CP (bezüglich S)		PCR	PC:	X X 13 12 11	10 9 8	
CPO (bezüglich P)						
CC (bezüglich C)	9/11	PCI		0 1 1 C4 C3	0 1 0	bedingter Sprung in Unterprogramm
CZ (bezüglich Z)		PCR	PC:	7 6 5 4 3	2 1 0	PC: 13...0, wenn Flag gesetzt, laufender PC-Stand im Stack gespeichert, sonst PC + 3
CM (bezüglich S)		PCR	PC:	X X 13 12 11	10 9 8	
CPE (bezüglich P)						
RET	5	PCI		0 0 X X X	1 1 1	unbedingter Rücksprung zum letzten im Stack gespeicherten Programm
RNC (bezüglich C)	3/5	PCI		0 0 0 C4 C3	0 1 1	bedingter Rücksprung zum letzten im Stack gespeicherten Programm, wenn Flag rückgesetzt, sonst PC + 1
RNZ (bezüglich Z)						
RP (bezüglich S)						
RPO (bezüglich P)						
RC (bezüglich C)	3/5	PCI		0 0 1 C4 C3	0 1 1	bedingter Rücksprung zum letzten im Stack gespeicherten Programm, wenn Flag gesetzt, sonst PC + 1
RZ (bezüglich Z)						
RM (bezüglich S)						
RPE (bezüglich P)						
RST	5	PCI		0 0 A A A	1 0 1	unbedingter Sprung zum Programm PC-Stand 0...0AAA000, laufender PC-Stand im Stack gespeichert
Input/Output-Befehle						
IN	8	PCI/PCC		0 1 0 0 M M M	1	Eingabe von 8 Bit über Eingabetor MMM in Akku
OUT	6	PCI/PCC		0 1 R R M M M	1	Ausgabe des Akku an Ausgabeter RRRMM (R ≠ 00)
HLT	4	PCI		0 0 0 0 0 0 0	X	Warten in T3S, bis IT = 1, dann ohne PC-Erhöhung starten
				1 1 1 1 1 1 1		
Erläuterung		Auswahl der Flags:		C4 C3		
			C	0 0		RR bezeichnet Ausgabekanalgruppe
			Z	0 1		MMM bezeichnet Ein-/Ausgabe-Kanal
			S	1 0		AAA bezeichnet 8 Adressen
			P	1 1		

X = Beliebige Belegung (0 oder 1)

Tabelle 3 Befehlssatz des U 808 D in hexadezimaler Darstellung

Hexa- dezimal ↓	→ 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	HLT	HLT	RLC	RNC	ADI	RST0	MVIA	RET	INRB	DCRB	RRC	RNZ	ACI	RSTH	MVIB	RET
1	INRC	DCRC	RAL	RP	SUI	RST4	MVIC	RET	INRD	DCRD	RAR	RPO	SBI	RST3	MVID	RET
2	INRE	DCRE	X	RC	ANI	RST5	MVIE	RET	INRH	DCRH	X	RZ	XRI	RST5	MVIH	RET
3	INRL	DCRL	X	RM	ORI	RST6	MVIL	RET	X	X	X	RPE	CPI	RST7	MVIM	RET
4	JNC	IN00Q	CNC	IN01Q	JMP	IN02Q	CALL	IN03Q	JNZ	IN04Q	CNZ	IN05Q	JMP	IN06Q	CALL	IN07Q
5	JP	OUT10Q	CP	OUT11Q	JMP	OUT12Q	CALL	OUT13Q	JPO	OUT14Q	CPO	OUT15Q	JMP	OUT16Q	CALL	OUT17Q
6	JC	OUT20Q	CC	OUT21Q	JMP	OUT22Q	CALL	OUT23Q	JZ	OUT24Q	CZ	OUT25Q	JMP	OUT26Q	CALL	OUT27Q
7	JM	OUT30Q	CM	OUT31Q	JMP	OUT32Q	CALL	OUT33Q	JPE	OUT34Q	CPE	OUT35Q	JMP	OUT36Q	CALL	OUT37Q
8	ADDA	ADDB	ADDC	ADDD	ADDE	ADDDH	ADDL	ADDM	ADCA	ADCB	ADCC	ADCC	ADCE	ADCH	ADCL	ADCM
9	SUBA	SUBB	SUBC	SUBD	SUBE	SUBH	SUBL	SUBM	SBBA	SBBB	SBBC	SBBB	SBBE	SBBH	SBBL	SBBM
A	ANAA	ANAB	ANAC	ANAD	ANAE	ANAH	ANAL	ANAM	XRAA	XRAB	XRAC	XRAD	XRAE	XRAH	XRAL	XRAM
B	ORAA	ORAB	ORAC	ORAD	ORAE	ORAH	ORAL	ORAM	CMPA	CMPB	CMPC	CMPD	CMPE	CMPH	CMPL	CMPM
C	MOVA,A	MOVA,B	MOVA,C	MOVA,D	MOVA,E	MOVA,H	MOVA,L	MOVA,M	MOVBA	MOVBB	MOVBC	MOVBD	MOVBE	MOVBH	MOVBL	MOVBM
D	MOVCA	MOVCB	MOVCC	MOVCD	MOVCE	MOVCH	MOVCL	MOVCM	MOVDA	MOVDB	MOVDC	MOVDD	MOVDE	MOVDH	MOVDL	MOVDM
E	MOVE,A	MOVE,B	MOVE,C	MOVE,D	MOVE,E	MOVE,H	MOVE,L	MOVEM	MOVHA	MOVHB	MOVHC	MOVHD	MOVEH	MOVHL	MOVHM	MOVHM
F	MOVL,A	MOVL,B	MOVL,C	MOVL,D	MOVL,E	MOVL,H	MOVL,L	MOVL,M	MOVMA	MOVMB	MOVMC	MOVMD	MOVME	MOVMH	MOVML	MOVMM
																HLT

4. ZE1-1 - Anschaltung des U 808 D

4.1. Busaufspaltung und TTL-Anpassung (Bild 1)

Der Datenbus und die Steuersignale SYN, S0 bis S2 sind nur entsprechend der Low-power-TTL-Serie belastbar. Aus diesem Grund müssen Low-power-Gatter (G21, 42, 12) und nachfolgend jeweils ein TTL-Gatter angeschaltet werden. Die Signale DAB und ZUS sind dann mit 10 TTL-Gattern belastbar.

Da der Datenbus auch in den hochohmigen Zustand (TRI-State) gehen muß, werden EIB- und SLI-Bus über Open-collector-Gatter angekoppelt. Die Lastwiderstände werden durch Dioden (A16, A17) entkoppelt und über V1 an +5 V geschaltet.

V1 wird nur leitend, wenn Eingaben zum U 808 D gemacht werden. Da Eingaben entweder von der Peripherie oder vom Speicher kommen, werden beide Busse ebenfalls über Open-collector-Gatter zusammengeführt. Alle Peripheriegeräte am EIB-Bus sind über D 103, D 126 oder über Einzeltransistoren anzukoppeln.

Die Dioden A14, A15 verhindern negative Pegel, wenn Speicher mit einer Betriebsspannung von +5 V/-9 V direkt angeschaltet werden.

Die Widerstände R1 bis R3 und R6 bis R11 heben den »1«-Pegel über 2,4 V an. Der höhere »1«-Pegel wird vom U 808 D bzw. von anderen LSI-Bausteinen benötigt.

Schaltungsvarianten: Statt der Gatter 51, 41, 42, 21, 31, können auch MH 3216 bzw. K 589 AP 16 verwendet werden. CS liegt auf Masse; DIEN ist nach [9] zu schalten.

4.2. Taktversorgung und Spannungsschutz (Bild 2)

Beim U 808 D sowie bei den Speichern SM 8001 soll bei Ausfall der +5-V-Spannung auch die -9-V-Spannung abgeschaltet werden. Das bewirkt der Transistor V2 in Bild 2a, der bei Ausfall der +5-V-Spannung nichtleitend wird. Außerdem wird über die Zeitkonstante R34/C7 beim Einschalten der +5 V ein einige Millisekunden langer Impuls erzeugt, der alle peripheren Geräte rücksetzt (LOE).

Die Schaltung nach Bild 2b erzeugt den Zweiphasentakt des U 808 D. Da die zwei Takte genau definierte Längen und Abstände voneinander haben müssen ($t_{c1} = t_{c2} = 0,75 \mu s$ = Impulsbreiten, Zykluszeit 2,25 μs , zeitliche Verzögerung von C2 gegen C1 1 μs), benutzt man einen Generator von 4 MHz, und diese Frequenz wird im Verhältnis 1 : 9 geteilt.

An R40 kann die Frequenz nachgeregelt werden. Schaltungsvarianten: Statt des Generators entsprechend Bild 2b kann ein Quarz von 4 MHz verwendet werden.

Nach den Schaltungen des K 1510 wurde in Bild 2 die Grundtakterzeugung mit Quarz dargestellt.

4.3. Gestaltung der Leiterplatte

Wegen der großen Anzahl diskreter Bauelemente lohnt sich eine Ausführung der Leitungen von Masse und +5 V als gedruckte Schaltung.

Auf die Kupferseite der zugeschnittenen Leiterplatte wird mit Kohlepapier die Leitungsführung von Bild 4 übertragen. Die mit P bezeichneten Markierungen werden ebenfalls übertragen und durchgebohrt. Die Leitungsführung wird mit Leiterplattenlack nachgezeichnet oder mit typofix [16] geklebt. Danach kann man die Leiterseite ätzen.

Auf die geätzte Platte (Bestückungsseite) wird die Vorlage nach Bild 3 entsprechend den Markierungen P gelegt, und alle als Kreuze angegebenen Punkte werden mit Reißnadel oder Körner übertragen und anschließend gebohrt.

Nach Bestücken der Platte werden alle fehlenden Verbindungen mit Schaltdraht (Durchmesser 0,5 mm mit Plastisolation) gezogen. Dabei muß man an die Anschlüsse einzelner Bauelemente zwei oder mehr Drähte anschließen. Deshalb werden einzelne Löcher entsprechend der gewählten Leitungsführung erweitert, um die auf der Bestückungsseite laufenden Drähte durch die Bohrungen führen zu können.

Es ist auch möglich, über die in Bild 4 gezeigte Anzahl von Leitungen hinaus weitere in das Leiterbild einzubeziehen. Dabei liegt aber der Arbeitsaufwand erfahrungsgemäß höher als bei der Ausführung mit Schaltdraht.



Tabelle 4 KOI-7-Kode nach TGL 23207/02 bzw. RGW-356-76.
 Spur 7 wird so ergänzt, daß geradzählige Anzahl von
 Lochungen entsteht (Paritätsbit) Die ersten 16 Zei-
 chen werden zur Steuerung von Datengeräten wie z. B.
 Organisationsautomaten benutzt

7-bit HEX- DEZ	Spur							Sym- bol	8-bit HEX- DEZ	Erläuterung	7-bit HEX- DEZ	Spur							Sym- bol	8-bit HEX- DEZ	Erläuterung
	7	6	5	4	3	2	1					0	7	6	5	4	3	2			
00							•	→	00	Vorlauf Locher 1/2	47	•				•	•	•	G	47	
01	•						•	⊖	81	Leser Stop	48	•							H	48	
02	•						•	■	82	Wiederschreiben	49	•	•			•			I	49	
03							•	□	03	Nichtschreiben	4A	•	•			•			J	4A	
05							•	∩	05	Sprung	4B	•				•	•		K	4B	
07	•						•	∪	87	Sprungende	4C	•	•						L	4C	
09							•	⊖	09	Tabulator	4D	•				•	•		M	4D	
0A							•	↑	0A	Zeilenschaltung	4E	•				•	•		N	4E	
0D	•						•	→	8D	Wagenrücklauf	4F	•	•			•	•		O	4F	
0E	•						•	↑	8E	1. Programm	50	•	•						P	50	
0F							•	↓	0F	2. Programm	51	•	•						Q	51	
11							•	⊙	11	Locher 1 ein	52	•	•						R	52	
12							•	⊙	12	Locher 2 ein	53	•	•						S	53	
13	•						•	⊙	93	Leserumschaltung	54	•	•						T	54	
17							•	⊙	17	Locher aus	55	•				•	•		U	55	
1E							•	→	1E	Wagenrückl.m. Zeile	56	•	•			•	•		V	56	
20	•						•	⊖	A0	Leerschritt	57	•	•			•	•		W	57	
21							•	↑	21		58	•	•						X	58	
22							•	↑	22		59	•	•						Y	59	
23	•						•	#	A3	Nummernzeichen	5A	•	•						Z	5A	
24							•	⌘	24	Zeichen f. Geldeinheit	5B	•	•						⌘	5B	
25	•						•	%	A5		5C	•	•						⌘	5C	Daten- Null
26	•						•	&	A6		5D	•	•						J	5D	
27	•						•	'	27	Apostroph	5E	•	•						↑	5E	
28							•	˘	28		5F	•	•						˘	5F	Unterstreichung
29	•						•	˘	A9		60	•	•						˘	60	Gravis
2A	•						•	*	AA	Stern	61	•	•						a	61	
2B	•						•	+	2B		62	•	•						b	62	
2C	•						•	,	AC	Komma	63	•	•						c	63	
2D	•						•	-	2D	Minus	64	•	•						d	64	
2E	•						•	.	2E	Punkt	65	•	•						e	65	
2F	•						•	/	AF		66	•	•						f	66	
30							•	0	30	Null	67	•	•						g	67	
31	•						•	1	B1		68	•	•						h	68	
32	•						•	2	B2		69	•	•						i	69	
33	•						•	3	B3		6A	•	•						j	6A	
34	•						•	4	B4		6B	•	•						k	6B	
35							•	5	B5		6C	•	•						l	6C	
36							•	6	B6		6D	•	•						m	6D	
37	•						•	7	B7		6E	•	•						n	6E	
38	•						•	8	B8		6F	•	•						o	6F	
39							•	9	B9		70	•	•						p	70	
3A							•	:	3A		71	•	•						q	71	
3B	•						•	;	BB	Semikolon	72	•	•						r	72	
3C	•						•	<	3C		73	•	•						s	73	
3D	•						•	=	BD		74	•	•						t	74	
3E	•						•	>	BE		75	•	•						u	75	
3F							•	?	3F		76	•	•						v	76	
40	•						•	5	C0		77	•	•						w	77	
41							•	A	41		78	•	•						x	78	
42							•	B	42		79	•	•						y	79	
43	•						•	C	C3		7A	•	•						z	7A	
44	•						•	D	44		7C	•	•							7C	senkrechter Strich
45	•						•	E	C5		7E	•	•						˘	7E	Negation
46	•						•	F	C6		7F	•	•						˘	7F	Korrektur

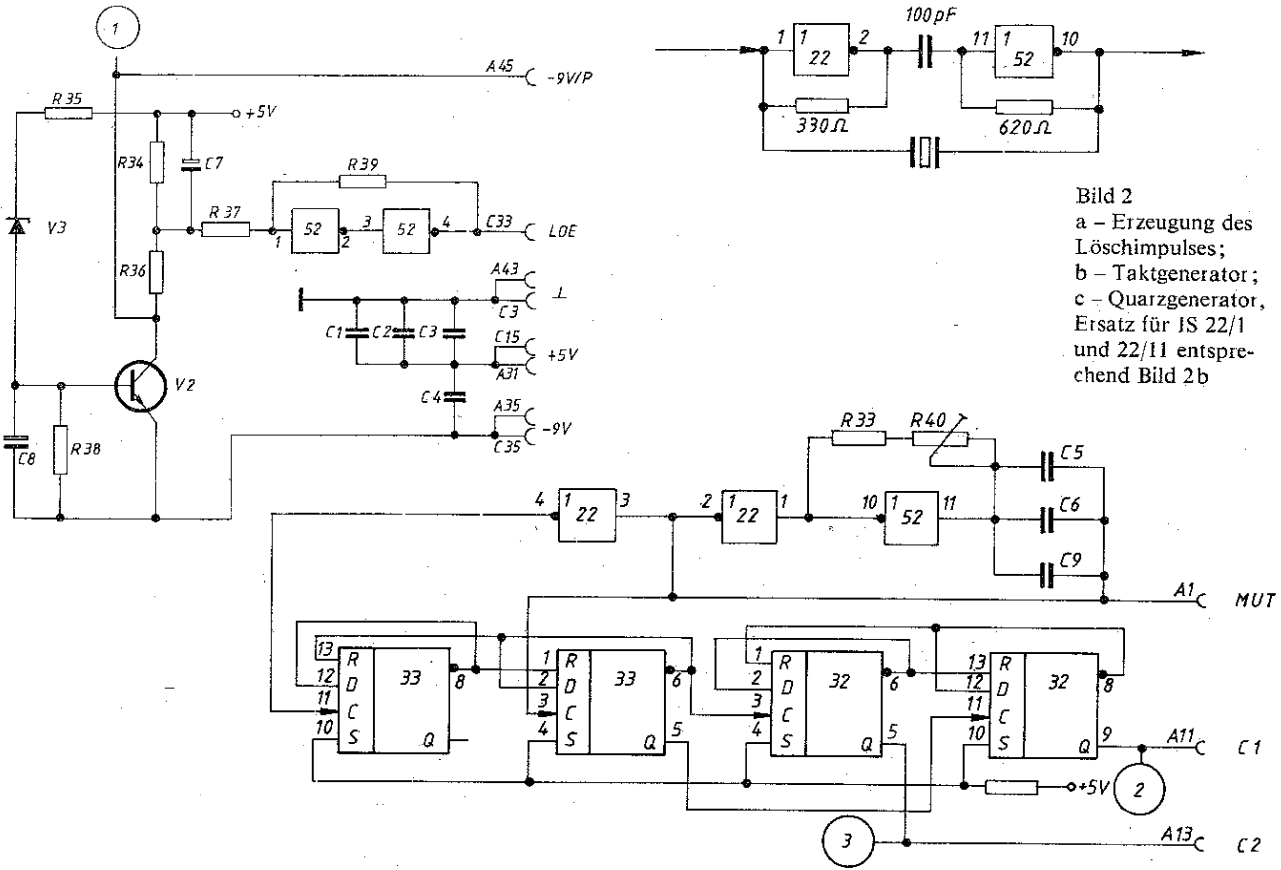


Bild 2
 a - Erzeugung des Löschimpulses;
 b - Taktgenerator;
 c - Quarzgenerator, Ersatz für IS 22/1 und 22/11 entsprechend Bild 2b

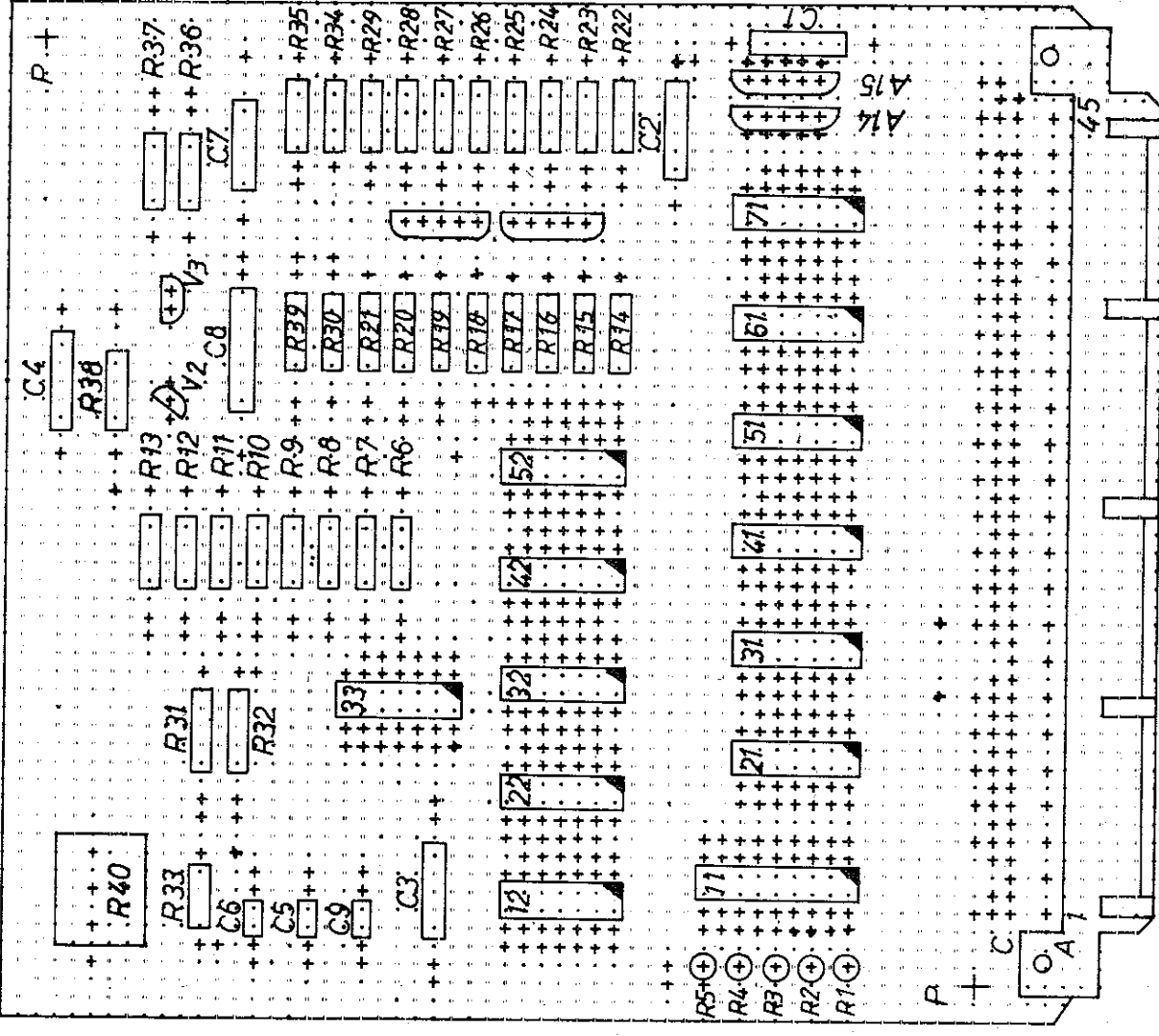


Bild 3
 ZEL-1, Bestückungsseite der Leiterplatte, R1 bis R5 stehend, obere Anschlüsse verbunden und an +5V

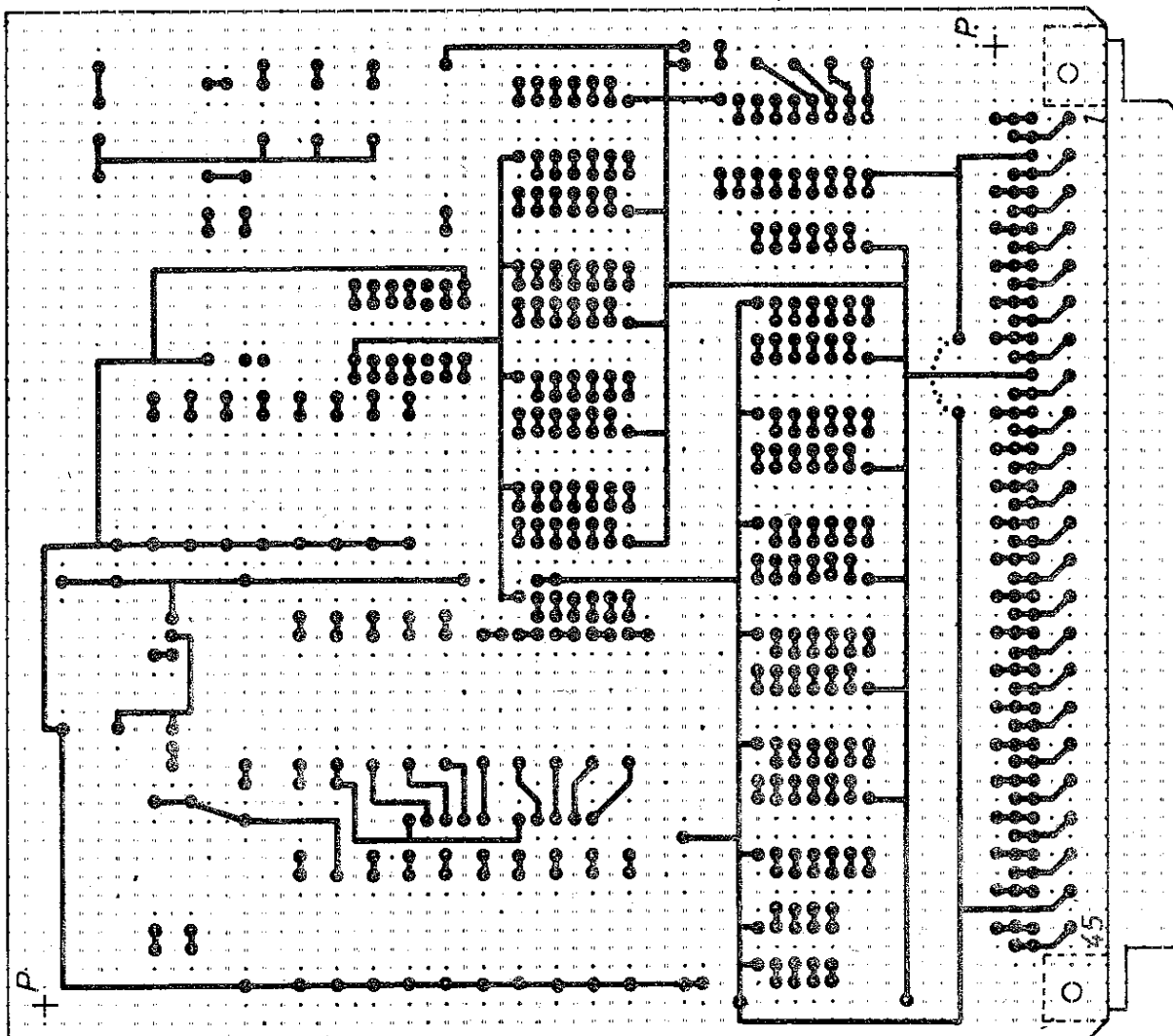


Tabelle 5 ZEI-1, Schalteilliste

IS 11: U 808 D
IS 12, 21, 42: K 158 LA 3 oder SN 74 L00
IS 22, 31, 52: K 155 LN1 (D 204)
IS 41, 51, 61, 71: D 103
IS 32, 33: D 174
A14, 15, 16, 17: SAM 64
V1: KT 345 A
V2: SS 218
V3: SZX 21/11
R40: Einstellwiderstand 100Ω 513.1313 TGL 27423
R1, 2, 3, 4, 5: 1 kΩ 5% 250.207 TGL 8728 (stehend eingelötet)
R6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 38, 34, 30, 31, 32: 1 kΩ 10% 250.311 TGL 8728
R14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21: 3,3 kΩ (wie R6)
R22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29: 560Ω 5% (wie R6)
R33: 180Ω 5%
R35: 470Ω 5%
R36: 1,2 kΩ 10%
R37: 220Ω 10%
R39: 2,2 kΩ 10%, alle 250.311 TGL 8728 (für 250.311 auch 23 309 TGL 32521)

Bild 4 ZEI-1, Lötseite der Leiterplatte. Punktiert eingezeichnet: Drahtbrücke auf der Bestückungsseite

5. ZEI-2 – Ein-/Ausgabe-Schaltung und Speichersteuerung

5.1 Teil 1 (Bild 5)

Die zu I1 und I2 (Blatt 6-1 der 2. Lieferung) ausgegebenen Speicheradressen und Zustandsbits werden in den Registern DFF1 und DFF2 zwischengespeichert. Die Ladetakte sind in Bild 5 als logische Ausdrücke angegeben. Der Inhalt beider Register wird als Speicheradresse zum Speicher geleitet (SAD 00 bis SAD 13). Das bit 13 der Adresse (DAB 5 zu T2) kennzeichnet den RAM/ROM-Bereich. Die daraus abgeleiteten Signale SAT 0 und SAI 1 verringern die Verlustleistung der Speicher. SLB gibt den Zeitpunkt der Übergabe der Speicherlesedaten an den Prozessor an SLS sperrt zugunsten der Bedieneinheit den Speicher. Die bit 6 und 7 von DFF2 werden zur Erzeugung der Zyklusignale bereitgestellt (DFF26 und 27), bzw es wird das PCC-Signal erzeugt (Meßpunkt 2). Bei PCC-Zyklen wird gemäß Aufbau des IN/OUT-Befehls (bit 1, 2, 3 und 4, 5 geben im PCC-Zyklus die Geräteadresse an) aus bit 1 bis 3 des DFF2 die Grup-

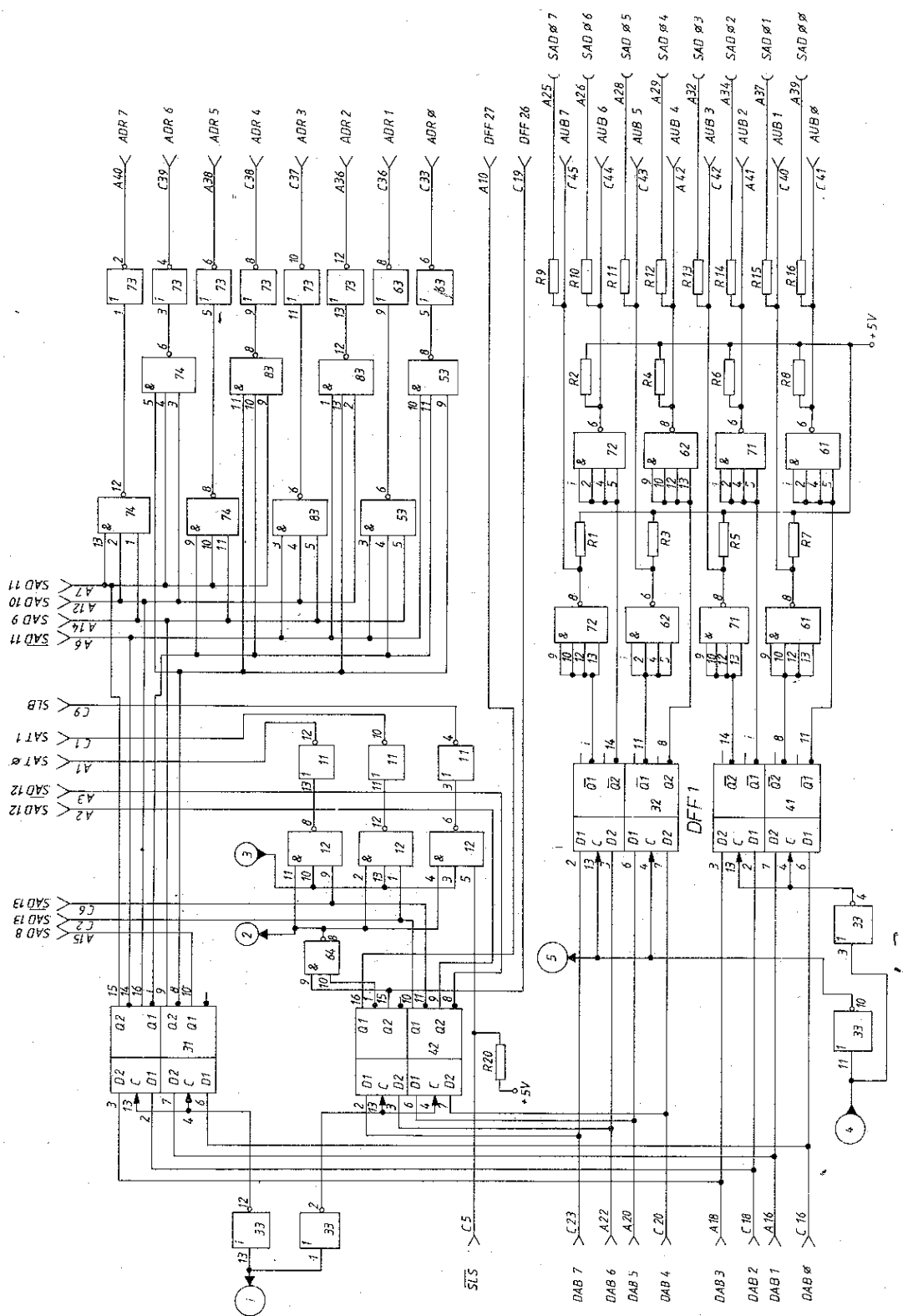


Tabelle 6 ZEI-2, Schaltteilliste

- IS 11, 33, 63, 24, 73: D 204
- IS 13, 23, 54, 64: D 100
- IS 12, 43, 53, 83, 34, 74: D 110
- IS 44: D 120
- IS 61, 71, 22, 62, 72: D 140
- IS 21: D 174
- IS 31, 41, 32, 42: K 155 TM7
- C1...C6: Elektrolytkondensator 2,2 µF/25 V TGL 37225
- R1...R18: Widerstände s. Tabelle 5)

(Widerstände s. Tabelle 5)

penadresse gewonnen. Die Ausgabedaten werden zu I1 des PCC-Zyklus als Datenbit 0 bis 7 (DFF1) ausgesendet (s. Bild 1 in Blatt 6-1 der 2. Lieferung) Die Ausgabedaten AUB 0...7 werden über D 140-Gatter mit hoher Belastbarkeit angeboten. Die SAD-Signale sind über Widerstände entkoppelt

Schaltungsvarianten: Wenn die Minimalvariante des Mikrorechners (Bedieneinheit, eine Baugruppe RAM und eine Baugruppe ROM) aufgebaut wird, können statt der D 140 (Baustein 61, 62, 71, 72) auch 2 D 204-Bausteine verwendet werden. Mit den nicht verwendeten 4 Treibern lassen sich LED-Anzeigen für SAT 0, SAT 1 und SLB, SLS ansteuern, um außer den Signalen auf der Bedieneinheit weitere Testsignale zugänglich zu machen. Die LED werden auf der Rückseite der Leiterplatte befestigt und können vom Bediener gesehen werden.

den Ausdrücken (1) bis (4) ist die Multiplikation ein logisches UND, das + bedeutet ein logisches ODER, und der Querstrich steht für eine Negation. SYN T2 z. B. ist nur 1, wenn SYN = 0 und T2 = 1 ist

Bild 5 ZEI-2, Stromaufplan 1 - Anschlüsse (1) bis (5) s. Bild 6; (1) entspricht SYN · T2 · C1 · ZFF mit ZFF = i im Takt 2,3 nach Bild 17c; (2) entspricht PCC; (3) entspricht ZFF · SYN · T2; (4) entspricht SYN · C2(T3 + T3S). In

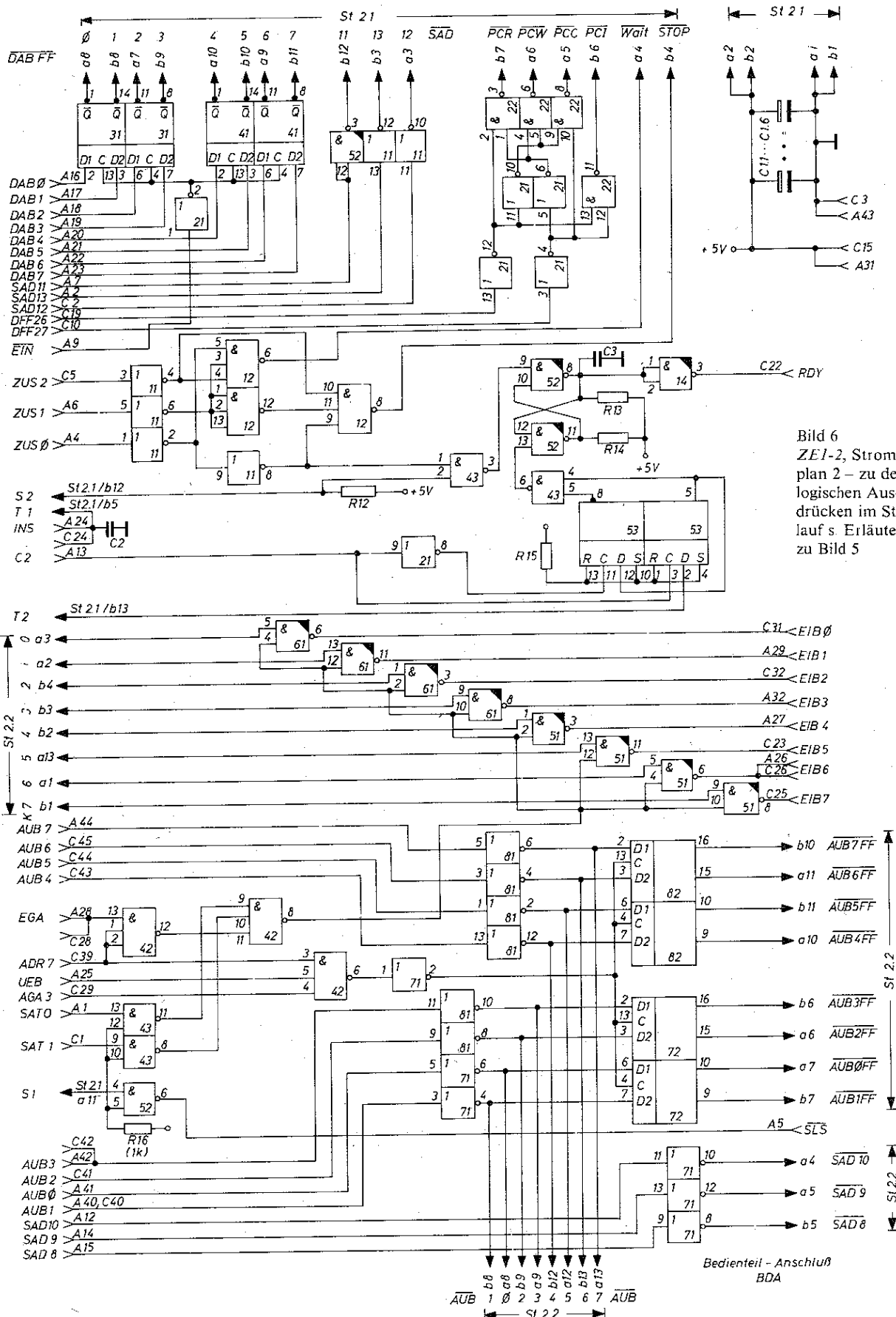


Bild 6
ZE1-2, Stromlaufplan 2 – zu den logischen Ausdrücken im Stromlaufplan s. Erläuterung zu Bild 5

5.2. Teil 2 (Bild 6)

In diesem Schaltungsteil werden die Ladesignale der Register DFF1 und DFF2 sowie weitere Steuersignale für die Speicher erzeugt. SSB signalisiert den Schreibtakt (PCW T3 SYN C2). Das Signal ZFF definiert eine zwischen T2 und T3 liegende Zeitstufe, die den günstigsten Zeitpunkt zur Eingabe von Daten darstellt. ZFF wird zur Bildung von $\overline{\text{EIN}}$ (Eingabezeitpunkt) herangezogen.

Außer den Gruppenadressen werden zur Ausgabesteuerung noch die Kanaladressen (SAD 12, 13) und der Übergabetakt (UEB) benötigt. $\text{UEB} = \overline{\text{SYN}} \cdot \text{C2} \cdot (\text{T3} + \text{T3S})$ fixiert den Zeitpunkt innerhalb des Taktes T3, zu dem die Ausgabedaten eingeschwenkt sind. Von den 4 möglichen Kanälen wird einer (EGA) für Eingabebitore verwendet, die 3 weiteren benutzt man für Ausgabebitore. Eingabebitore werden mit EGA ADRX $\overline{\text{EIN}}$ und Aus-

gabebitore mit AGAY ADRX UEB adressiert (AGAY und ADRX werden jeweils aus den 3 AGA- und 7 ADR-Signalen ausgewählt.)

Bild 6 zeigt die Erzeugung des Interrupts. Die über den Eingang INS eingehenden Interruptanforderungen (nur Open-collector-Gatter an INS anschließen) werden im Baustein 21/5 gespeichert bzw. nach Annahme des Interrupts im Takt T11 wieder gelöscht. Baustein 21/8 übernimmt in den Takten T3, T4, T5 mit C2 die Interruptanforderungen, um sie an den U808D weiterzugeben. INE1 und INE2 sind Eingänge, die die Interruptannahme sperren können.

Zur Hardware der Interruptabarbeitung (Blatt 6-2 in 2. Lieferung) gehört außerdem noch eine Schaltung, die nach Erkennen von T11 zum folgenden T3 den Sprungbefehl (RESTART) auf den Datenbus legt. Dabei muß der Speicher über SLS gesperrt werden.

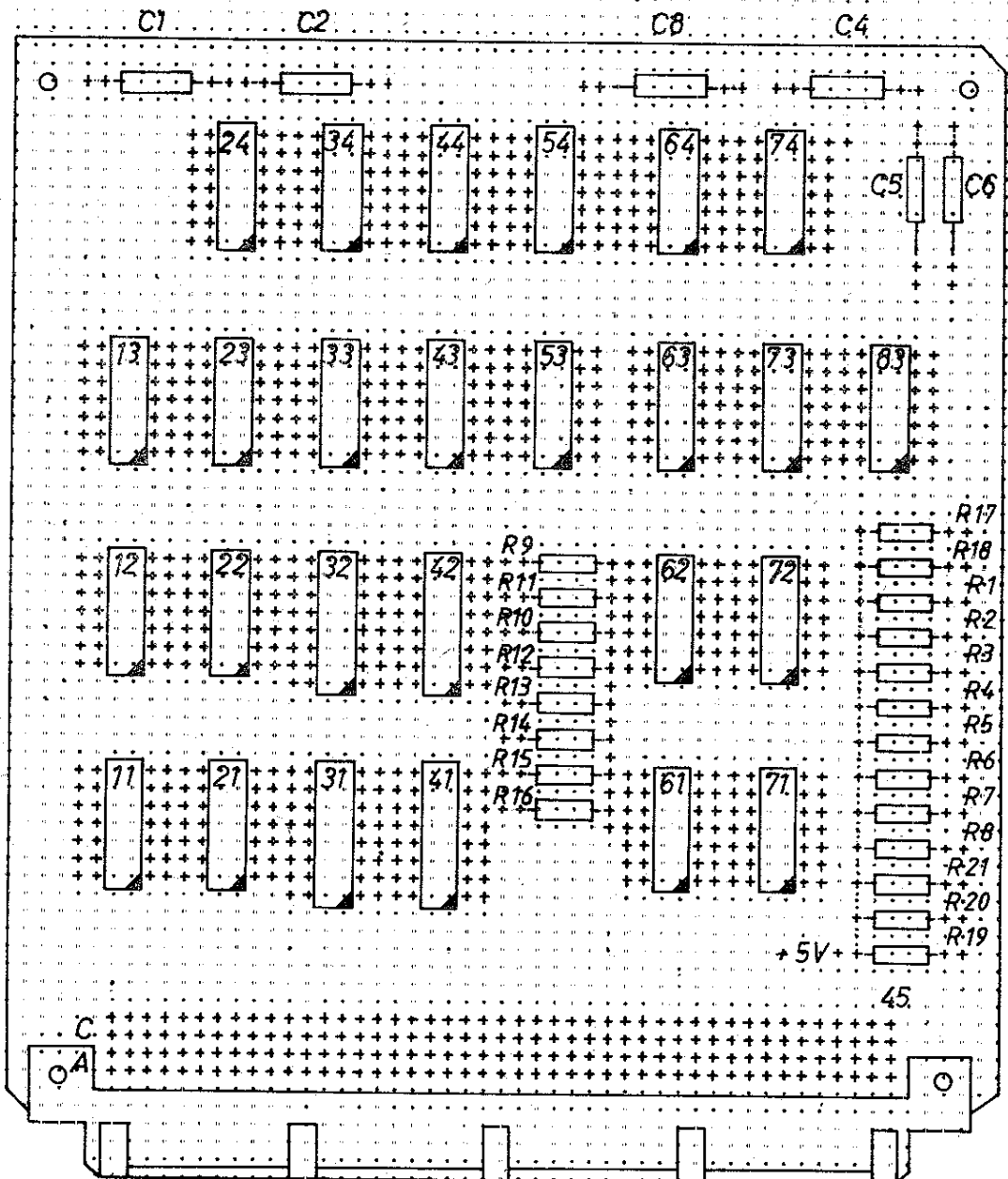
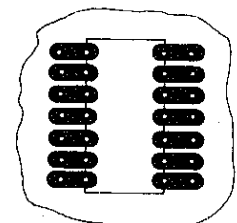


Bild 7 ZEI-2, Bestückungsseite der Leiterplatte. Punktirt angegeben: Drahtbrücken auf der Bestückungsseite. Vergrößert angegeben ist die Ausführung der Bausteinanschlüsse. Die Leiterzüge werden mit Lack oder typofix nachgebildet. Dazu wird die Bestückungsseite (Bild 7) seitenverkehrt auf die Kupferseite gelegt, und die Bohrungen werden angezeichnet. Eine Darstellung der Lötseite ist unnötig.

+ + Schalt draht,
aufgelötet





Diese Schaltung ist vom Anwender für jede Interruptquelle aufzubauen. Bei Annahme eines Interrupts werden weitere gesperrt (dazu Eingänge INE 1, 2).

5.3. Gestaltung der Leiterplatte

Bild 7 zeigt die Anordnung der Bauelemente ähnlich der Baugruppe ZE 1-2 vom VEB Kombinat Robotron. Diese Platte sollte man aber schon wegen des Anschlußsteckers auf einer Laborplatte (s. ZE1-1, Abschnitt 1.3) realisieren. Die Bauelemente können entsprechend der Laborplatte umgeordnet werden.

Es ist auch ein Aufbau auf einer Platte ohne Kupferbeschichtung möglich, wenn man die Bohrungen für die Anschlüsse der Bausteine größer ausführt und wenn die Verbindungsdrähte (0,3 mm Leiterquerschnitt mit PVC-Isolation) neben die Anschlüsse gesteckt werden. Bis 3 Drähte lassen sich auf diese Weise an jedem Anschluß befestigen und anlöten. Schwierig wird allerdings eine Korrektur der Schaltung, weil einzelne Drähte nur schwer zu entfernen sind.

6. Bedienteil mit Anschlußbaugruppe

6.1. Stromlaufplan des Bedienteils (Bild 8)

Bild 8 zeigt die Schaltung des Bedienteils bzw. Busanalysators. Es werden folgende Bedienfunktionen erfüllt, die in Bild 6 von Blatt 6-3 der 2. Lieferung angegeben wurden:

- Umschaltung des Datenbusses (Befehlseingabe) von Speicher auf Eingabetasten (Schalter Sch1, rastend);
- Umschaltung des Prozessortakts auf Einzeltakt (ausgelöst durch Taste TS2);
- Starttaste für Start aus dem Haltzustand über eine Interruptauslösung;

- Eingabe von Befehlen und Daten bei abgeschaltetem Speicher über 8 rastende Tasten oder Kippschalter (BS 0...7);
- Anzeige der dekodierten Zustandssignale (PCI, PCR, PCW, PCC und des Halt- bzw. Wartezustands);
- Anzeige des Inhalts von DFF 1 und 2 (vollständige Speicheradresse bzw. Gruppenadresse: SAD 0...13 bzw. AUB 0...7);
- Anzeige der Datenbusbelegung zum Takt T3 (DABFF 0...7);
- Anzeige eines ausgewählten Ausgabekanal OUT 37 Q (AUBFF 0...7);
- Eingabekanal für BS 0...7 bei nicht gesperrtem Speicher (IN 07 Q).

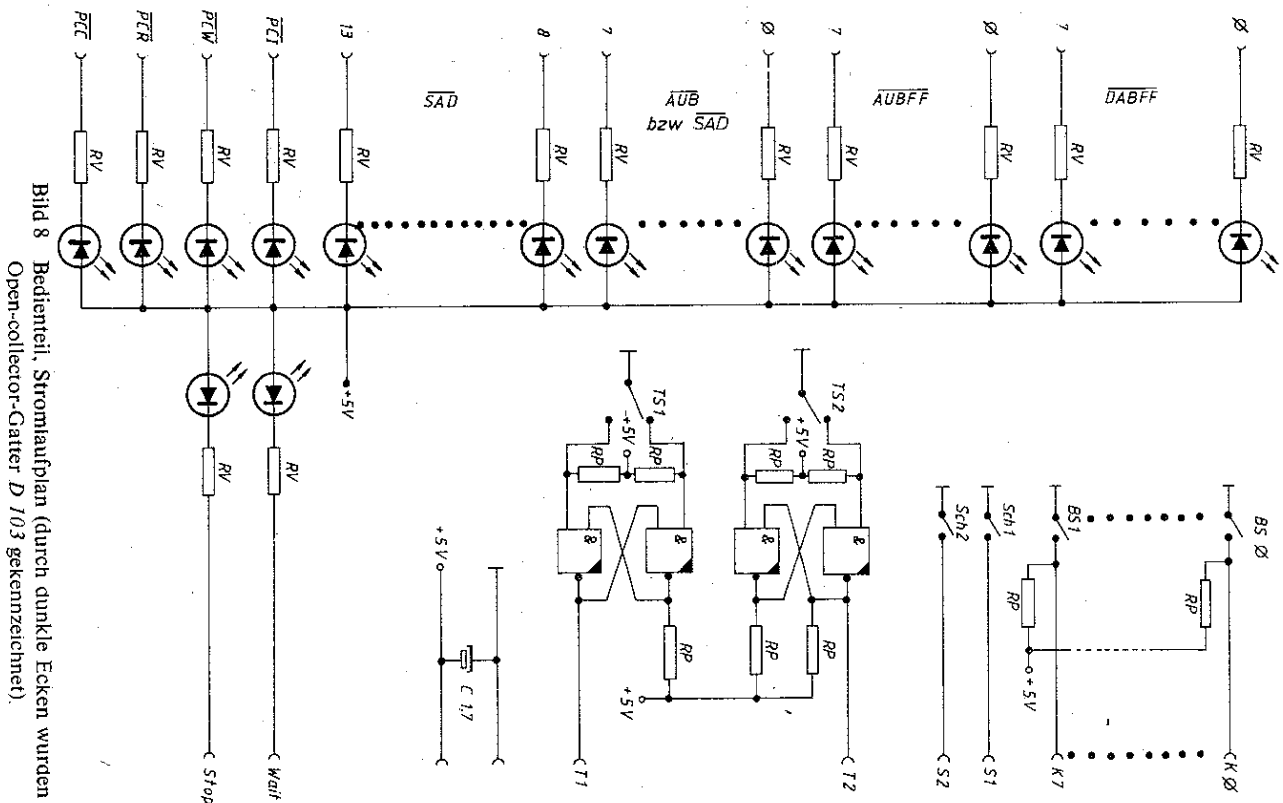
Tabelle 7 Anschlußplatte und Bedienteil, Schaltteilliste
Bedienteilanschlußplatte

IS 31, 41, 72, 82: K 155 TM7	IS 12, 42: D 110
IS 53: D 174	IS 22, 43: D 100
IS 11, 21, 71, 81: D 204	IS 51, 52, 54, 61: D 103
C1...C17: Elektrolytkondensator 2 µF/10 V TGL 37225	
C2: Scheibenkondensator EDVU-V-1/20 (1 nF)	
C3: Scheibenkondensator EDVU-N150-470/20 (470 pF)	
R11 R15: 1 kΩ 10% 250.311 TGL 8728	
Buchsenleiste 404 TGL 31427/01 – 1 Stck	
Buchsenleiste 232 TGL 29 331/04 – 2 Stck. (26polig)	

Bediengerät

IS: D 103
Leuchtdioden: VQA 12 – 36 Stck
RV: 240 Ω 2% 250.311 TGL 8728 – 36 Stck.
RP: 1 kΩ 5% 250 311 TGL 8728 – 15 Stck.
Elektrolytkondensator 2,2 µF/25 V TGL 37225

(Widerstände s. Tabelle 5)



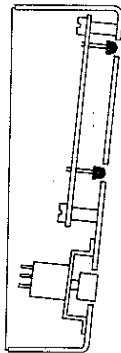
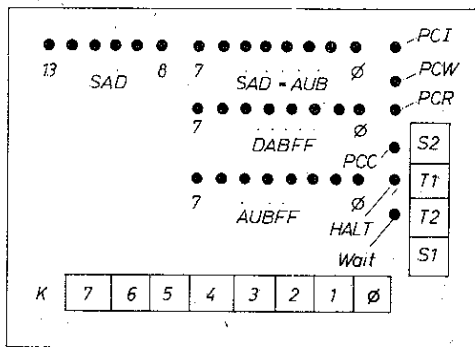


Bild 9 Bedienteil, mechanischer Aufbau ähnlich Leiterplatte 022-8950 von VEB Kombinat Robotron

6.1.1. Schaltungszusätze

Statt der LEDs zur Anzeige von DABFF und SAD 0 ... 13 können 2 bzw. 4 7-Segment-Anzeigen mit Dekodierschaltung zur Anzeige der Zahlen von 0 ... 9 und A, b, C, d, E, F verwendet werden [10] [11]. Für SAD 9 ... 13 sollten parallel dazu auch LEDs vorhanden sein. Durch eine Sondertaste kann ein Interrupt ausgelöst werden, der ein Programm zur Anzeige des Akkuinhalts und der Registerinhalte startet [6]. Beide Zusatzschaltungen erfordern je etwa 8 bis 15 integrierte Schaltkreise und im Fall der Anzeige des Akkuinhalts kleine Änderungen auf der Anschlußbaugruppe.

6.2. Bedienteil, mechanischer Aufbau

Für den Aufbau wird ein U-Blech benötigt. Die Tasten, Schalter und LEDs (Bild 8) werden auf einer Leiterplatte montiert. Die Leiterplatte wird mit Abstandssäulen unter der Deckfläche des U-Blechtes unter den entsprechenden Durchbrüchen angebracht.

Bild 9 zeigt die empfohlene Anordnung der Bedienelemente. Die Verbindung zur Anschlußbaugruppe (Stecker 2.1 und 2.2 entsprechend Bild 10) wird über etwa 1 m lange Kabel hergestellt, die am U-Blech befestigt sind. Stecker 2.1 und 2.2 sind 26polige EFS-Stecker nach TGL 29331/04 mit der Bezeichnung 202-26 (Buchsenleiste) und 102-26 (Steckerleiste).

6.3. Bedienteil, Anschlußbaugruppe (Bild 10)

In Bild 10 werden die Tasten T1, T2 und Schalter S1, S2 an den U 808 D angepaßt. Die Signale S2 und T2 gelangen zu einer Speicherschaltung, die bei Handtakt auf einen Tastendruck an TS2 kurzzeitig das sonst aktive RDY-Signal inaktiv macht. Dadurch wird jeweils ein Prozessorzyklus durchlaufen. Bei der nächsten Abtastung des RDY-Signals wird wieder der Wartezustand eingenommen. Bei Handtakt werden also Takt T1 bis T3 durchlaufen (Anzeige von Daten, Adressen und Zuständen zu T3). Im Fall der Sperrung des Speichers werden durch DABFF (EIN - aktiv) die über die Tasten BS 0 ... 7 eingestellten Daten sofort angezeigt. Die Dekodierung der Zustandssignale (Baustein 22, 21) bietet keine Besonderheiten. Die Schalter BS 0 ... 7 müssen über Open-collector-Gatter (Baustein 51, 61) an den EIB-Bus angeschaltet werden. Baustein 42/8 bildet eine ODER-Schaltung zur Aktivierung dieser Gatter. Über EGA ADR7 (IN 07Q) wird die Stellung der Tasten abgefragt. Das Register AUBFF wird über ADR7 AGA3 UEB (OUT 37 Q) geladen. SAD 8 ... 13 werden schon im DFF2 gespeichert und sind deshalb nur über Trennstufen geführt worden.

6.4. Mechanischer Aufbau der Anschlußbaugruppe der Bedieneinheit

Bild 11 zeigt die Bauelementanordnung auf der Anschluß-Leiterplatte (ähnlich der Original-Leiterplatte 022-9020 vom

Tabelle 8 Festwertspeicher, Schalteilliste

31	34	8	U 552
41	44		
15		1	D 110
22	25	4	D 120
21		1	D 204
C1	5	4	Elektrolytkondensator 2,2/25 TGL 37225
R1	8	8	Schichtwiderstand 2 kΩ 10% 250 311 TGL 8728
R9		1	Schichtwiderstand 1,5 kΩ 5% 250 412 TGL 8728
R10		1	Schichtwiderstand 330 Ω 5% 250 311 TGL 8728
R11		1	Schichtwiderstand 220 Ω 5% 250 311 TGL 8728
R12		1	Schichtwiderstand 820 Ω 5% 250 311 TGL 8728
R13		1	Schichtwiderstand 68 Ω 5% 250 311 TGL 8728
V1		1	Transistor SS218 C TGL 26 818
V2		1	Silizium Z-Diode SZX 21/10 TGL 27338

(Widerstände wahlweise auch nach neuem Standard)

Tabelle 9 Schreib-/Lese-Speicher, Schalteilliste

31	38	16	U 202 D
41	48		
23		1	D 100
21		1	D 110
22		1	D 204
C1, C2		2	Elektrolytkondensator 2,2/25 TGL 37225

VEB Kombinat Robotron Riesa) Die Platte wird analog zur Baugruppe ZE1 angefertigt. Die Leiterseite (nicht dargestellt) trägt nur die Lötungen für die Bauelementeanschlüsse. Alle Schaltkreisanschlüsse 7 (Anschluß 5 beim Baustein IM 7) werden untereinander und mit Masse verbunden.

Die Anschlüsse 14 (12 bei Baustein TM7) werden an +5 V gelegt. Alle Siebkondensatoren kontaktiert man zwischen +5 V und Masse. Alle weiteren Verbindungen werden mit Schweißdraht verdrahtet.

7. Festwertspeicher

Die Festwertspeicher-Steckeinheit entspricht den Unterlagen der Steckeinheit Typ 051-9000 vom VEB Kombinat Robotron. Sie hat eine Speicherkapazität von maximal 2 K Bytes. Das entspricht einer Bestückung mit 8 EPROM-Speicherschaltkreisen vom Typ U 552.

Bild 12 zeigt den Stromlaufplan der Steckeinheit, und Bild 13 gibt eine mögliche Bestückung der Leiterplatte wieder. Aus Tabelle 8 lassen sich die verwendeten Bauelemente ersehen. Die Festwertspeicher-Steckeinheit ist ein in sich voll funktionstüchtiger Modul.

Außer den Speicherschaltkreisen befinden sich auf der Steckeinheit noch eine Dekodierschaltung und ein Transistorschalter. Von der ZE1 wird eine 14-bit-Adresse (SAD 0 ... 13) geliefert. Die 8 niederwertigsten bits (SAD 0 ... 7) werden als direkte Speicheradresse an alle Speicherschaltkreise parallel geführt. Aus den 6 höherwertigen bits werden über eine Dekodierschaltung die 8 Schaltkreisauswahlsignale (SCA 0 ... 7) so auskodiert, daß jeweils nur ein Speicherschaltkreis aktiv wird.

Über die Dekodierschaltung wird außerdem ein Transistorschalter gesteuert, der bei Aktivierung eines Speicherschaltkreises auf der Steckeinheit die Betriebsspannung von -9 V an die Speicher legt und damit die Steckeinheit in Betriebsbereitschaft versetzt.

Ist kein Speicherschaltkreis auf der Steckeinheit aktiviert, werden über den Transistorschalter +5 V an die Betriebsspannungsanschlüsse (UG) gelegt. Dadurch sinkt die Stromaufnahme dieser Steckeinheit.

Die Datenausgänge (SLI 0 ... 7) der 8 Speicherschaltkreise werden parallelgeschaltet.

Die Schaltung wird auf eine Universalleiterplatte vom Typ U 12 aufgebaut.

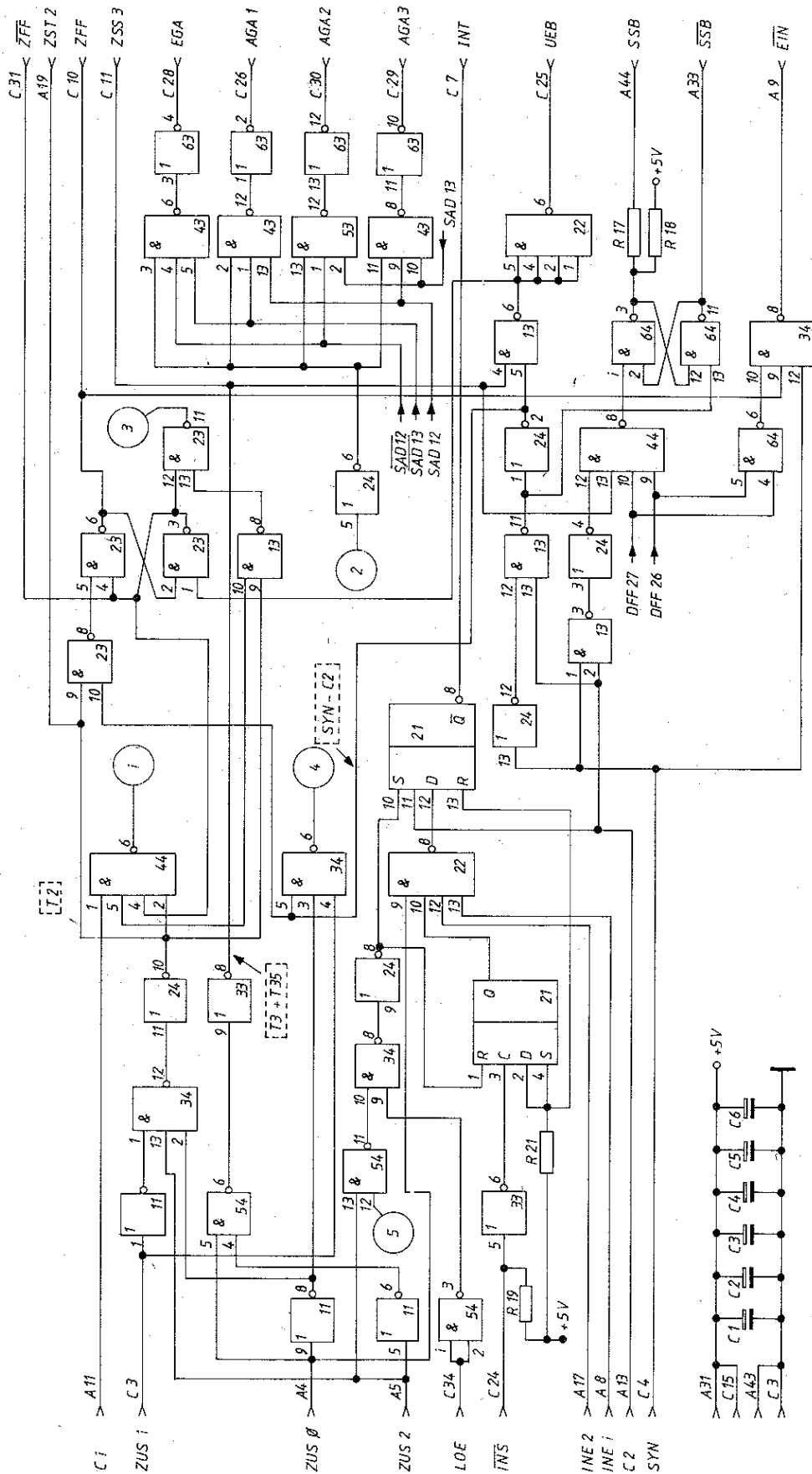
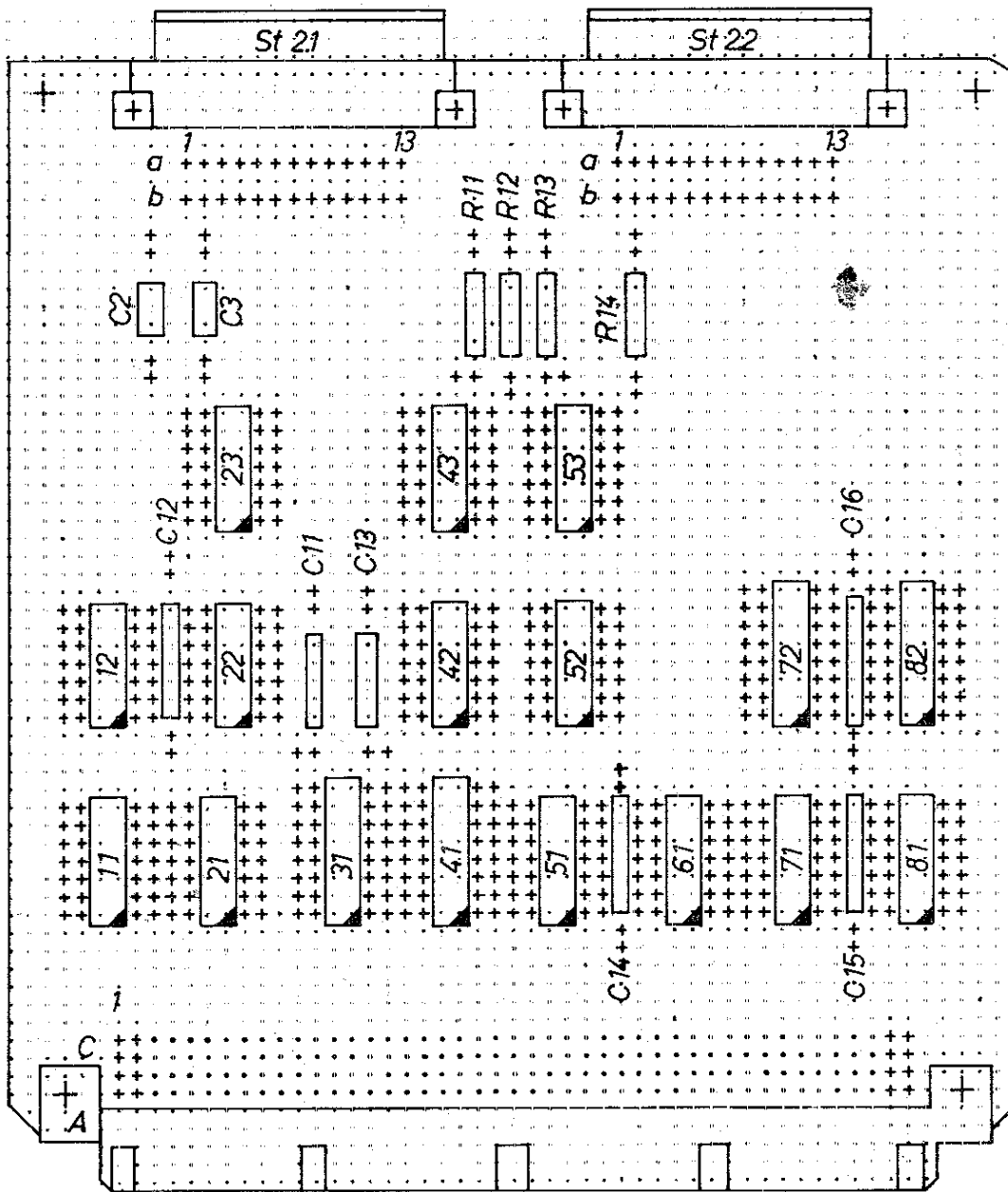


Bild 10 Anschlußplatte für Bedienteil, Stromlaufplan (durch dunkle Ecken wurden Open-collector-Gatter gekennzeichnet). Stecker 2.1 und 2.2 sind auf der Rückseite der Leiterplatte (dem Bediener zugewendet) angebracht



Einzeleinheit A

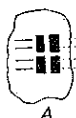


Bild 11 Anschlußplatte für Bedienteil, Bestückungsseite der Leiterplatte Bezüglich der Herstellung der Leiterzüge s. Bild 7

8. Lese/Schreib-Speicher

Die Lese/Schreib-Speicher-Steckeinheit ist eine abgewandelte Steckeinheit, da jetzt durch Verwendung von Speicherschaltkreisen U 202 auf DDR-Bauelemente zurückgegriffen werden kann

Diese Steckeinheit hat eine Speicherkapazität von 2 K Bytes Das entspricht einer Bestückung mit 16 RAM-Speicherschaltkreisen vom Typ U 202

Bild 14 zeigt den Stromlaufplan der Steckeinheit, und Bild 15 gibt eine mögliche Bestückung der Leiterplatte wieder. In Tabelle 9 sind die verwendeten Bauelemente zusammengestellt. Auch diese Speichersteckeinheit ist ein in sich voll funktionsfähiger Modul.

Außer den Speicherschaltkreisen befindet sich auf der Steckeinheit noch eine Dekodierschaltung.

Die 10 niederwertigsten bits (SAD 0 . . 9) der von der ZEI ge-

lieferten 14-bit-Adresse werden als direkte Speicheradresse an alle Speicherschaltkreise parallel geführt.

Aus den 4 höherwertigen bits (SAD 10 . . 13) werden 2 Schaltkreisauswahlsignale dekodiert

Da diese Speicherschaltkreise in 1024 x 1 bit organisiert sind, müssen mit einem Schaltkreisauswahlsignal jeweils 8 Schaltkreise parallel aktiviert werden, um das für die ZEI notwendige 8-bit-Datenwort zu erhalten.

Der Lese/Schreib-Vorgang wird über den WE-Eingang der Schaltkreise vom Mikrorechner gesteuert

Die Datenausgänge (SLI 0 . . 7) der 2 Gruppen zu je 8 Speicherschaltkreisen werden parallelgeschaltet.

Die Schaltung ist auf einer Universalleiterplatte vom Typ U 12 aufgebaut

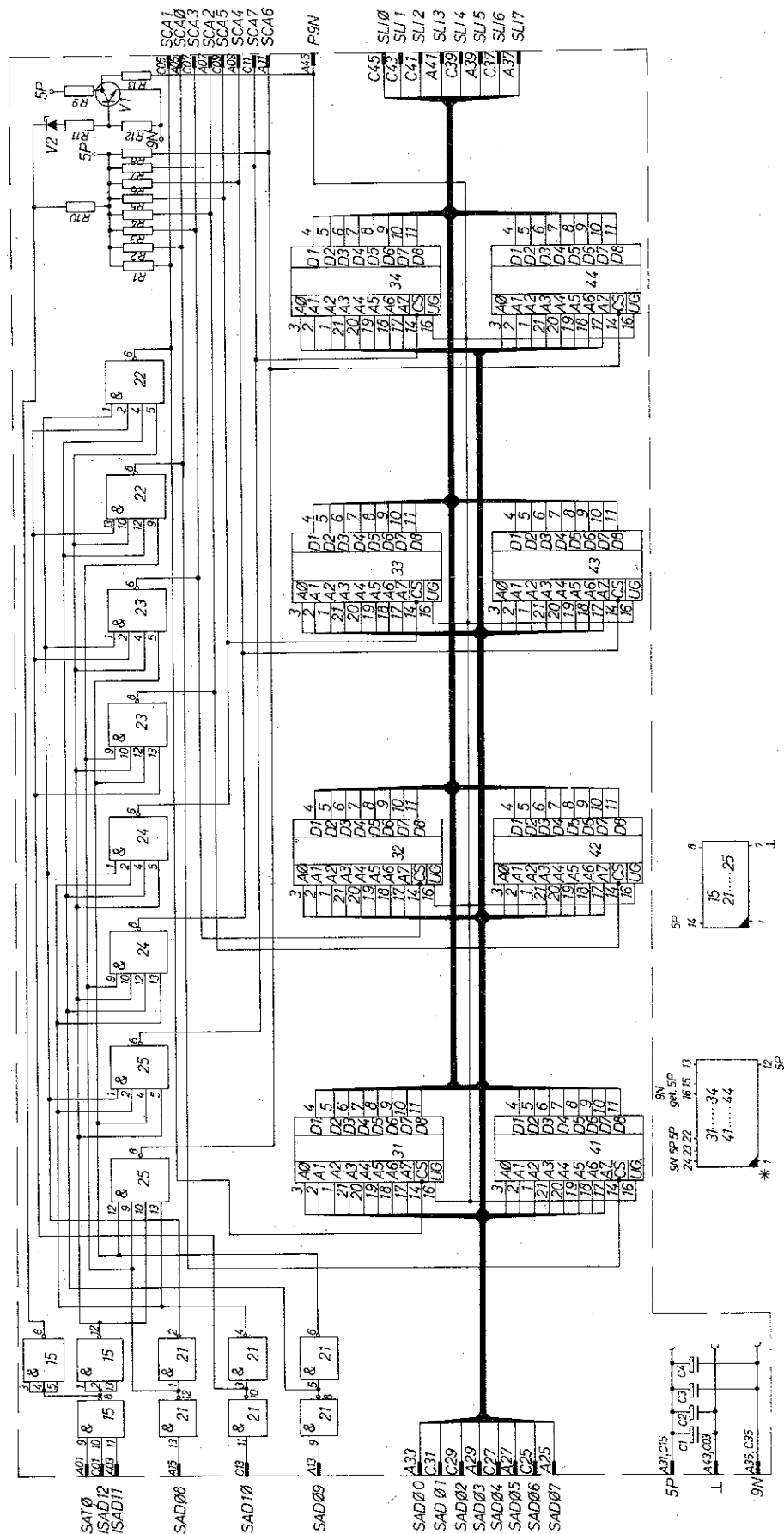


Bild 12 Festwertspeicher, Stromlaufplan

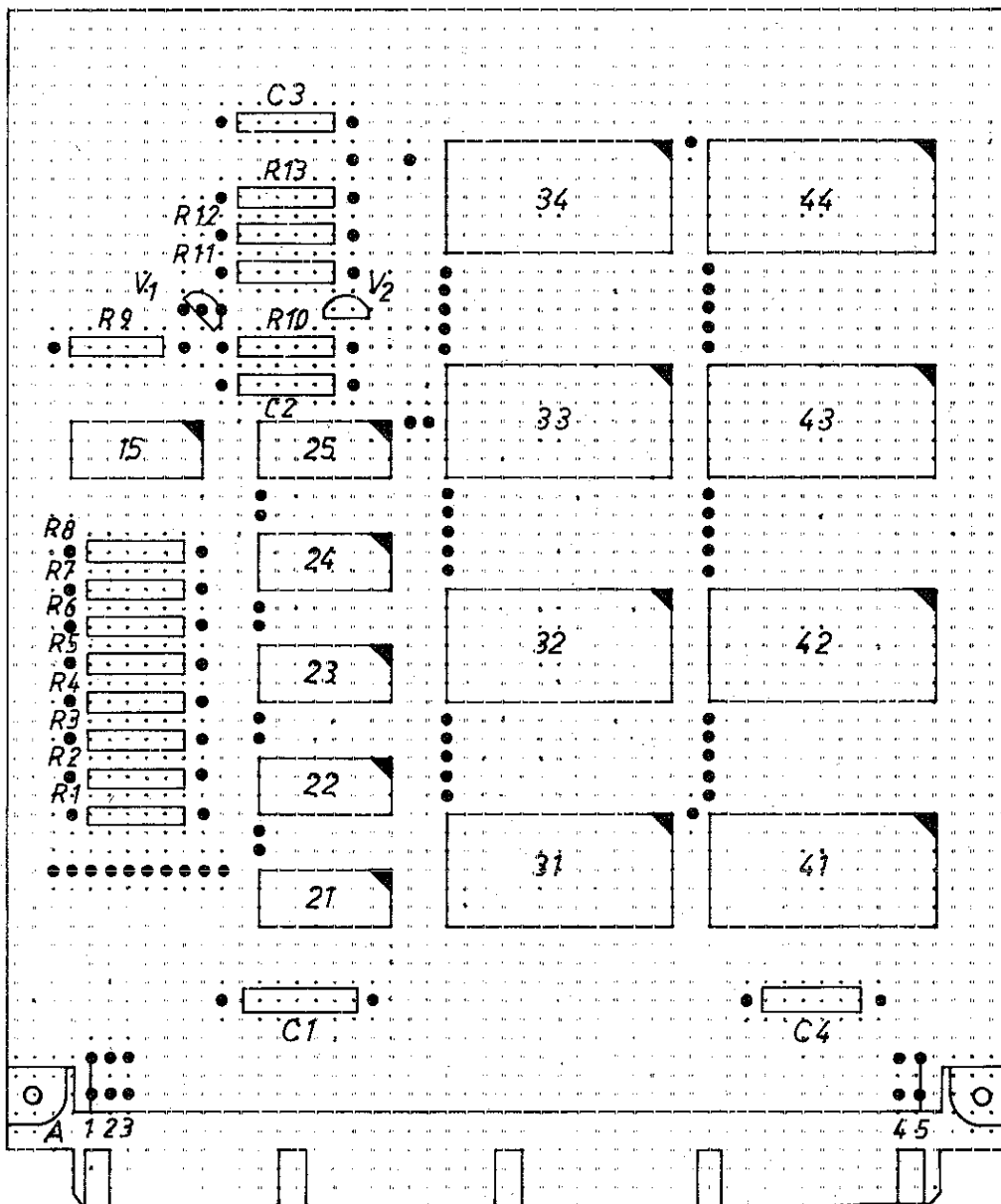


Bild 13 Festwertspeicher, Bestückungsseite der Leiterplatte

9. Gesamtverdrahtung des Mikrorechners ZE1

Bild 16 zeigt die Anordnung der Leiterplatten (Ansicht auf die Anschlußstifte der Stecker). Lage der Baugruppen und Zählrichtung der Anschlüsse entsprechen der gedruckten Rückverdrahtung des »Viertelpaneels« ZFT-Robotron. Die äußere Steckposition ist zur Aufnahme eines Fernschreibanschlusses gedacht. Da alle Peripheriesignale zu diesem Anschluß geführt sind, eignet sich diese Steckposition im vorliegenden Fall zum Anschluß der Lochstreifen-Eingabevorrichtung und des Anzeigeteils.

Wenn eine gedruckte Rückverdrahtung nicht zur Verfügung steht, können alle Verbindungen durch Wickeln oder Lötten vorgenommen werden. Tabelle 10 zeigt hinter jedem Signalnamen die notwendigen Verbindungen. Dabei steht S/A 31 für Position 5 (Bild 16) und Anschluß A 31 (die Lage von A 1, B 1 usw. laut Aufdruck auf dem Stecker).

Die Leitungen +5 V und Masse sind mit 2 Drähten (0,3 Durchmesser) auszuführen.

Da $S \emptyset = ZUS 1$ und $S \bar{2} = \overline{ZUS 2}$ mit INE 1 und 2 verbunden sind, werden Interrupts nur in T 3 und I 3S angenommen. Falls die Originalbaugruppe 022-8870 mit dem Baustein CM 8001 verwendet wird, sind für 2 k RAM-Speicherkapazität 4 Steckplätze erforderlich.

Nur für diesen Fall werden die Signale SCA 0 bis SCA 7 benötigt.

10. Inbetriebnahme und Service

Die Mehrzahl von Schaltfehlern bzw. defekten Bauelementen kann auch mit relativ einfachen Mitteln (Spannungs- und Strommesser, Durchgangsprüfer und eventuell Oszilloskop) erkannt werden. Falls kein Vergleichsgerät zum Testen einzelner Leiterplatten vorhanden ist, sollten diese Leiterplatten vorher getestet werden. Vorschlag zur Testung:

- Messung auf Kurzschluß von +5 V, -9 V mit Masse bzw. mit einem anderen Anschluß;
- Stromaufnahmetest (ZE1-1 + ZE1-2: 600 mA für 5 V, 40 mA für -9 V, RAM-Platte: 700 mA für 5 V, REPROM: 105 mA für +5 V, 40 mA für -9 V);
- Setzen von Registern über Anlegen von Massepotential an geeigneten Stellen, Test von Dekodierschaltungen durch Verbinden der Eingänge mit Masse oder bei freiem Eingang auch über etwa 1 kΩ an +5 V;
- (Hinweis: Offene Eingänge von TTL-Gattern müssen Spannungen zwischen 1,5 und 2 V haben);
- Testen der Taktversorgung des U 808 D (s. Bild 17a bis 17d);
- Testen aller Schalter des Bediengeräts durch Anlegen der Spannung über die Anschlußplatte und Prüfen der Potentiale (ZE-1, ZE-2 entfernt) an der Rückverdrahtung



Tabelle 10 Gesamte Mikrorechner-Baueinheit, Rückverdrahtung

Signal-name	Leitungsführung
Masse	1/C3-2/C3-3/C3-4/C3-5/C3-7/C3-8/C3-9/C3-10/C3-11/A43-2/A43-3/A43-4/A43-5/A43-7/A43-8/A43-9/A43-10/A43
+5V	1/C15-2/C15-3/C15-4/C15-5/C15-7/C15-8/C15-9/C15-10/C15-11/A31-2/A31-3/A31-4/A31-5/A31-7/A31-8/A31-9/A31-10/A31
-9V	1/A35-1/C35-2/A35-2/C35-3/A35-3/C35-4/A35-4/C35-5/A35-5/C35-7/A35-7/C35-9/A35-9/C35-10/A35-10/C35
C1	7/A11-7/C11-8/A11-9/A11
C2	7/A13-7/C13-8/A13-9/A13
SYN	7/A3-8/C4-9/A3
SAT 0	5/A1-8/A1-9/C1
ZUS 0	7/C5-8/A4-9/A4
ZUS 1	7/A7-8/A8-8/C8-9/A8 (INE 1 angeschlossen)
ZUS 2	7/A5-8/A13-9/C5
ZUS 2	8/A17-8/C17 (INE 2 angeschlossen)
SAD 13	8/C2-9/A2
SAD 12	8/A2-9/C2
SAD 12	4/C1-5/C1-8/A3
SAD 11	8/A7-9/A7
SAD 11	4/A3-5/A3-8/A6
SAD 10	4/C13-5/C13-8/A12-9/A12
SAD 9	4/A13-5/A13-8/A14-9/A14
SAD 8	4/A15-5/A15-8/A15-9/A15
SAD 7	1/A25-2/A25-3/A25-4/A25-5/A25-8/A25
SAD 6	1/C25-2/C25-3/C25-4/C25-5/C25-8/A26
SAD 5	1/A27-2/A27-3/A27-4/A27-5/A27-8/A28
SAD 4	1/C27-2/C27-3/C27-4/C27-5/C27-8/A29
SAD 3	1/A29-2/A29-3/A29-4/A29-5/A29-8/A32
SAD 2	1/C29-2/C29-3/C29-4/C29-5/C29-8/A34
SAD 1	1/C31-2/C31-3/C31-4/C31-5/C31-8/A37
SAD 0	1/A33-2/A33-3/A33-4/A33-5/A33-8/A39
SAT 1	4/A1-8/C1-9/A1
SSB	1/C33-2/C33-3/C33-4/C33-8/A44
SLI 7	1/A37-2/A37-3/A37-4/A37-5/A37-7/A37
SLI 6	1/C37-2/C37-3/C37-4/C37-5/C37-7/C37
SLI 5	1/A39-2/A39-3/A39-4/A39-5/A39-7/A39
SLI 4	1/C39-2/C39-3/C39-4/C39-5/C39-7/C39
SLI 3	1/A41-2/A41-3/A41-4/A41-5/A41-7/A41
SLI 2	1/C41-2/C41-3/C41-4/C41-5/C41-7/C41
SLI 1	1/C43-2/C43-3/C43-4/C43-5/C43-7/C43
SLI 0	1/C45-2/C45-3/C45-4/C45-5/C45-7/C45
SLS	8/C5-9/A5
INT	7/C7-8/C7-9/C7
SLB	7/C9-8/C9-9/C9
EIN	7/A9-8/A9-9/A9-
ZFF	8/C10-9/A10
DFF 27	8/A10-9/C10
DFF 26	8/C19-9/C19

Tabelle 10 (Fortsetzung)

Signal-name	Leitungsführung
RDY	7/C23-9/C22-
INS	8/C24-9/A24-9/C24-10/A25
UEB	8/C25-9/A25-10/A26
LOE	7/C33-8/C34-9/C34-10/C33
DAB 0	1/A17-2/A17-3/A17-4/A17-7/A15-8/C16-9/A16
DAB 1	1/C17-2/C17-3/C17-4/C17-7/A17-8/A16-9/A17
DAB 2	1/A19-2/A19-3/A19-4/A19-7/C17-8/C18-9/A18
DAB 3	1/C19-2/C19-3/C19-4/C19-7/A19-8/A18-9/A19
DAB 4	1/A21-2/A21-3/A21-4/A21-7/C19-8/C20-9/A20
DAB 5	1/C21-2/C21-3/C21-4/C21-7/A21-8/A20-9/A21
DAB 6	1/A23-2/A23-3/A23-4/A23-7/C21-8/A22-9/A22
DAB 7	1/C23-2/C23-3/C23-4/C23-7/A23-8/C23-9/A23
EIB 0	7/C31-9/C31-10/C29
EIB 1	7/C29-9/A29-10/C30-10/C34
EIB 2	7/A29-9/C32-10/C31-10/A34
EIB 3	7/A33-9/A32-10/C32
EIB 4	7/C27-9/A27-10/C28
EIB 5	7/A25-9/C23-10/C27
EIB 6	7/A27-9/A26-9/C26-10/C26
EIB 7	7/C25-9/C25-10/C25
EGA	8/C28-9/A28-9/C28-10/A28
AGA 1	8/C26-9/C27-10/A27
AGA 2	8/C30-9/C30-10/A30-9/A30
AGA	8/C29-9/C29-10/A29
ADR 0	8/C33-9/A33-9/C33-10/C36
ADR 1	8/C36-9/A36-9/C36-10/A36
ADR 2	8/A36-9/A34-10/C37
ADR 3	8/C31-9/A37-10/A37
ADR 4	8/C38-9/C37-10/C38
ADR 5	8/A38-9/A38-9/C38-10/A38
ADR 6	8/C39-9/A39-10/C39
ADR 7	8/A40-9/C39-10/A39
AUB 1	8/C40-9/A40-9/C40-10/C40
AUB 2	8/A41-9/C41-10/A41
AUB 3	8/C42-9/A42-9/C42-10/C41
AUB 4	8/A42-9/C43-10/A42
AUB 5	8/C43-9/C44-10/C42
AUB 6	8/C44-9/C45-10/A44
AUB 7	8/C45-9/A44-10/C44
AUB 0	8/C41-9/A41-10/A40
SCA 0	4/A5-5/A5
SCA 1	4/C5-5/C5
SCA 2	3/A5-4/A7
SCA 3	3/C5-4/C7
SCA 4	2/A5-4/A9
SCA 5	2/C5-4/C9-5/C5
SCA 6	1/A5-4/A11-5/A11
SCA 7	1/C5-4/C11-5/C11

Zu empfehlen ist die Testung jeder einzelnen Leiterplatte in einem funktionsfähigen Rechner ZEI durch Austausch. Dabei kann jede Platte für sich funktionsfähig gemacht werden. Danach werden die Leiterplatten ZEI-1 und ZEI-2 in die Rückverdrahtung des eigenen Gerätes eingesteckt. Das Bediengerät wird auf Schrittbetrieb und Tasteneingabe (Speicher gesperrt) eingestellt. Nach Einschalten aller Spannungen geht der Prozessor in den Haltzustand. Bild 17a zeigt den Ablauf eines Starts aus dem Haltzustand über die Taste TS1. Es wird ein Interrupt

ausgelöst ($\overline{INS} = 0$), und die ZUS-Signale zeigen das Durchlaufen von T11 und T2 an (s. Bild 1 in Blatt 6-1 der 2. Lieferung). Wenn keine Taste (K 0 - K 7) gedrückt war, geht der Prozessor wieder in T3S über. Alle in T3S gezeigten Signale können oszilloskopisch nachgemessen werden. EIN, die Ladetakte usw. sind nur mit einem Logikprüfstift meßbar. Die Ladetakte für DFF 1 und 2 sind nur an der Leiterplatte selbst zugänglich und geben den Zeitpunkt der Übergabe der Low-Adresse bzw. der High-Adresse

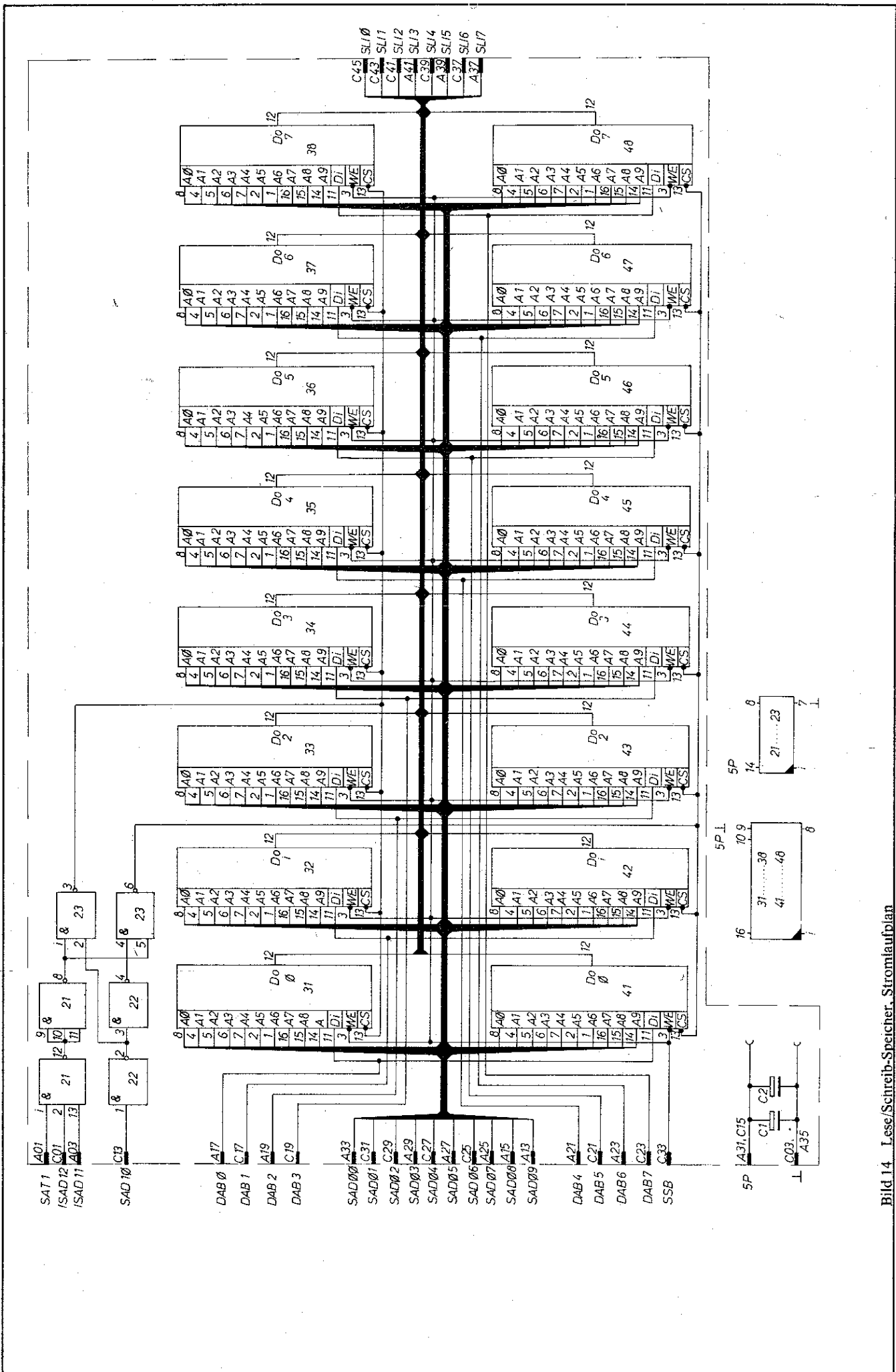


Bild 14. Lese/Schreib-Speicher, Stromlaufplan



Bild 15 Lese/Schreib-Speicher, Bestückungsseite der Leiterplatte

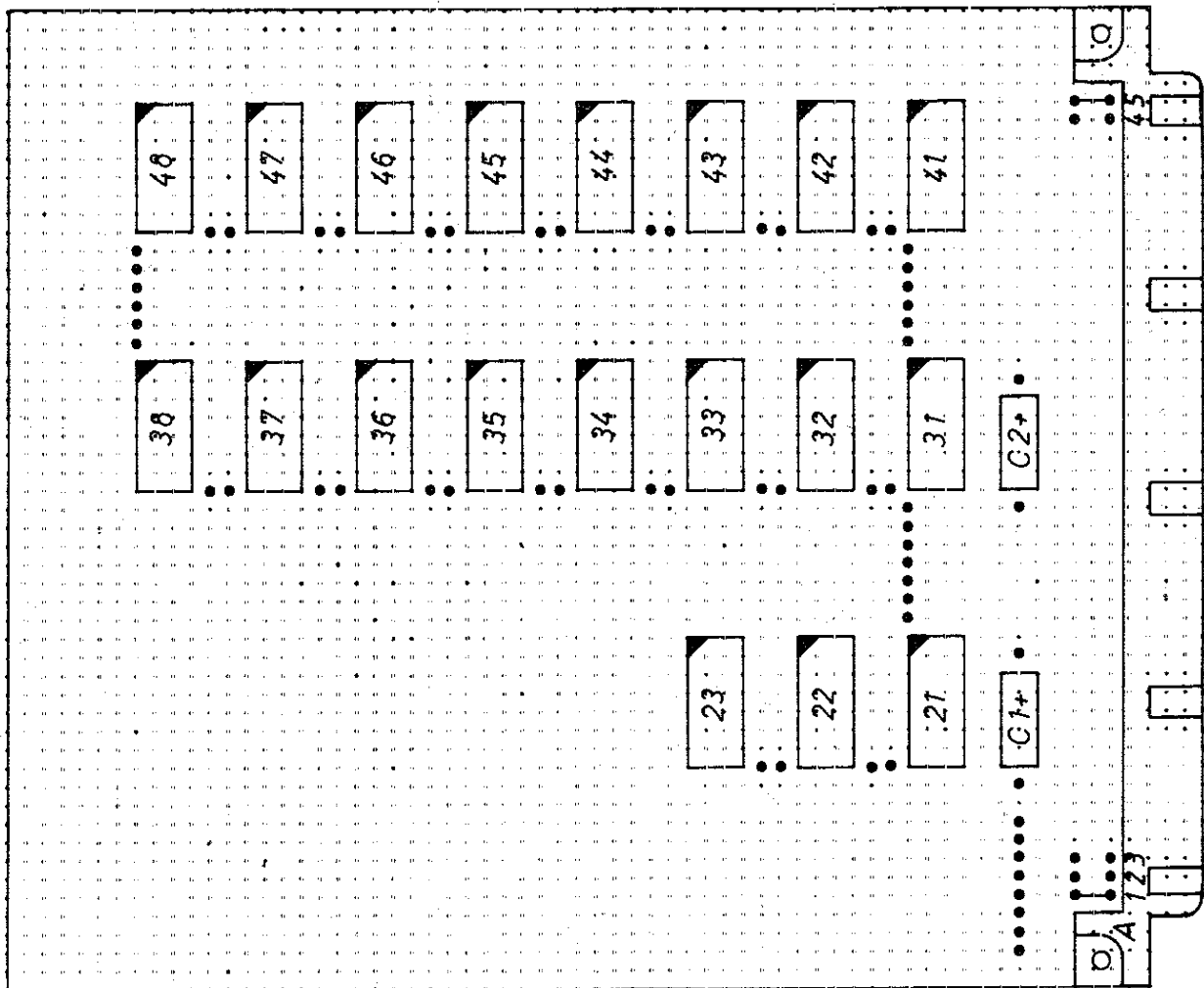


Bild 16 Rückansicht der gesamten Mikrorechner-Baueinheit.
In den Positionen 1 bis 10 werden montiert: Stecker-
leiste Form 404 IGL 31427/01. In allen Leiterplatten:
Buchsenleiste Form 405 des gleichen Standards

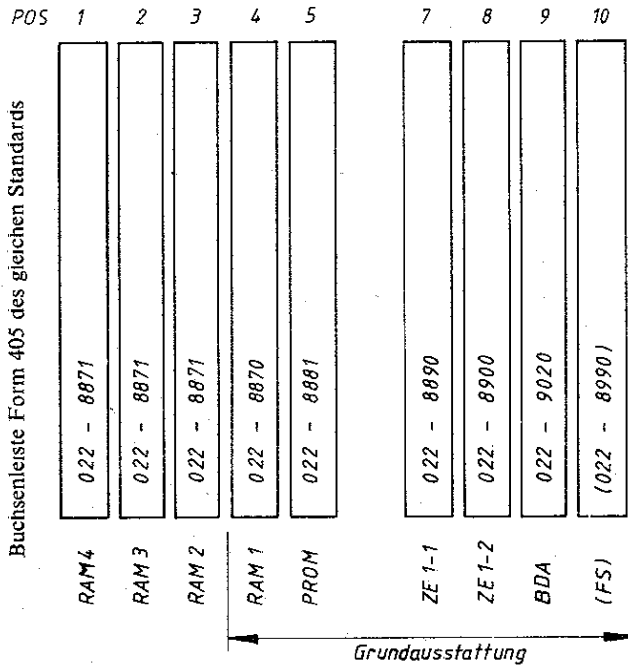
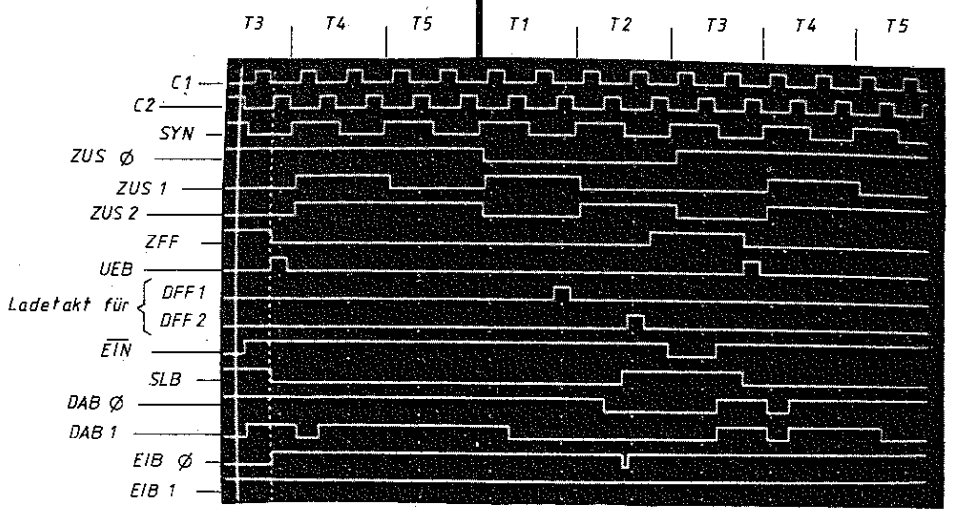
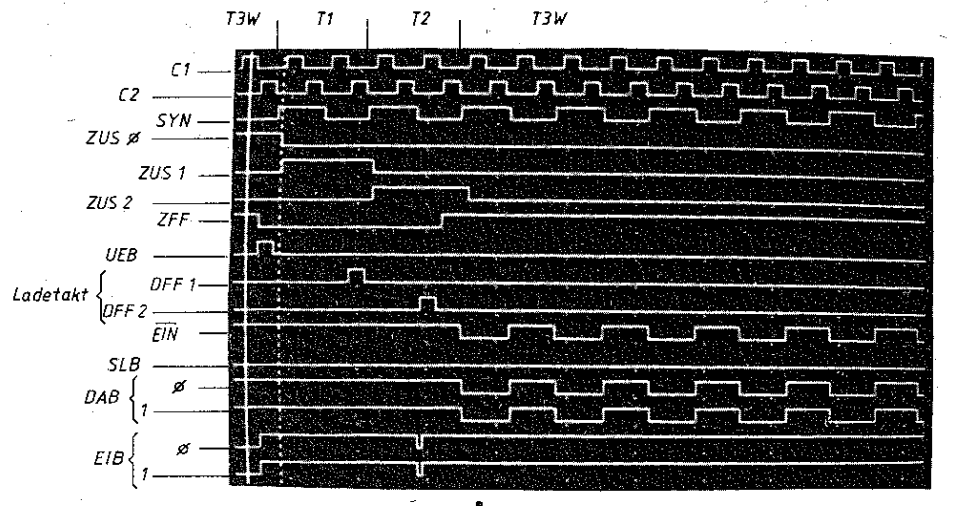
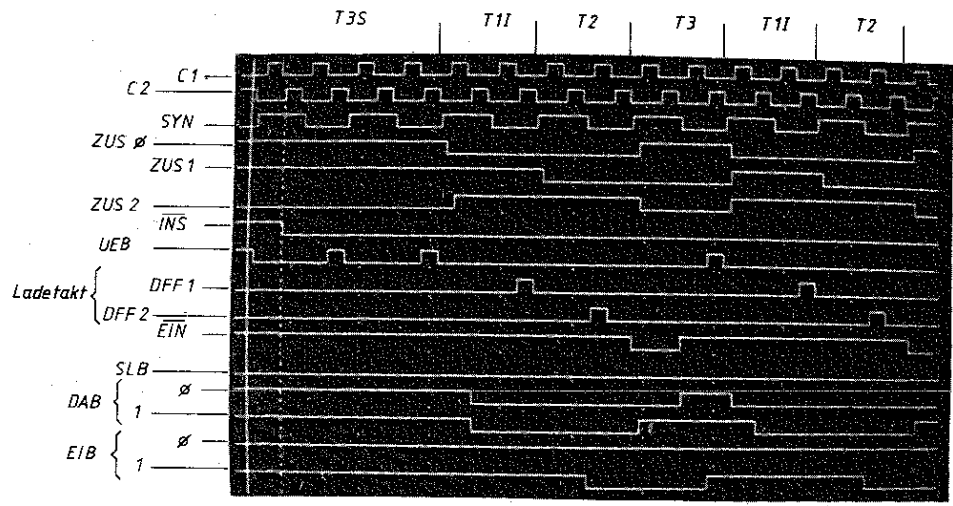
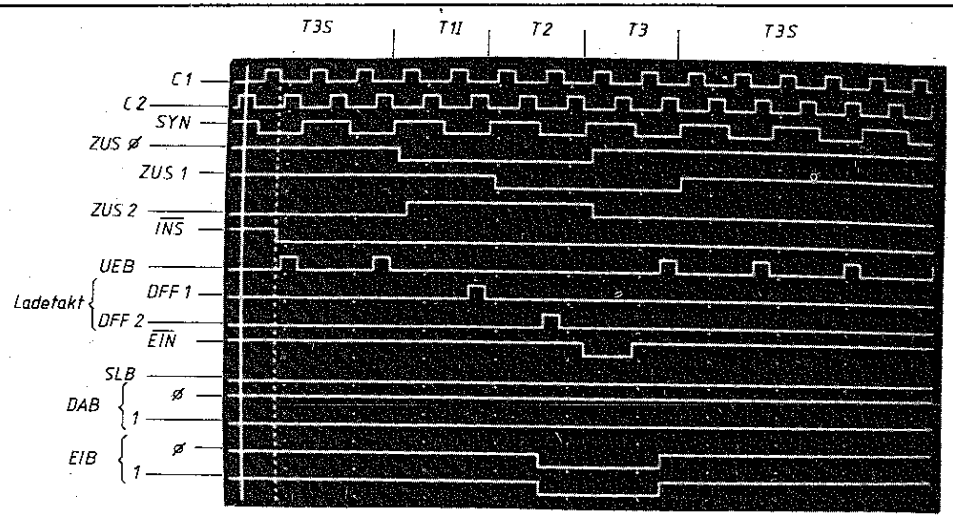


Bild 17

a - Signalablauf bei Start aus dem HALT über Starttaste T1;
 b - Signalablauf für Start des Befehls MVI A, 06H über Starttaste T1 (Start bei Adresse 00);
 c - Signalablauf des PCC-Zyklus für OUT 37Q im Schrittbetrieb (Auslösung über Taste T2);
 d - Signalablauf bei Betriebsart »Lauf« und aktiviertem Speicher (S1, S2 gedrückt) sowie Abarbeitung eines INR- und CMP-Befehls. Einstellparameter für Bild 17a bis Bild 17d:
 Abtastrate 20 ns, 2000 Abtastungen je Bild. Ein Bild umfaßt 40 µs. Der Abstand zwischen zwei Punktlinien beträgt 4 µs





und des Zykluscodes an. Die Low-High-Flanke von \overline{EIN} signalisiert die Dateneingabe. UEB ist in jedem T3 aktiv. Ein Ausgabebitor wird mit UEB bei aktivem PCC geladen. SLB bleibt inaktiv, da der Speicher gesperrt ist.

Falls C1, C2 und SYN entsprechend Bild 17a verlaufen, wird auf der Tastatur K 0 ... K 7 der Befehl MVI A, 06 H eingestellt (K1, K2 gedrückt). Der Schrittbetrieb wird ausgeschaltet. Nach nochmaligem Druck auf die Starttaste (Halttaste) ergibt sich ein Ablauf nach Bild 17b. Der 2-Byte-Befehl wird ohne Adressenerhöhung (TII aktiv) durchlaufen. Am Bedienteil ist das Durchlaufen aller Adressen zu sehen – der Prozessor läuft im Originaltakt.

Bild 17c zeigt für einen OUT-Befehl den statisch stabilen Wartezustand (Schrittbetriebstaste gedrückt). Die Signale \overline{EIN} , SYN, DAB 0 ... 7 lassen sich oszillografisch auswerten. Das Signal ZFF ist statt \overline{INS} abgebildet, um die Zeitlage dieses Zwischentakts zu zeigen.

Bild 17d gibt die Signalfolge im Lauf des Prozessors bei Umschaltung auf den Speicher (Sch1) wieder. Diese Signalfolge ist nach Einstecken der Speicherplatte nur mit einem Logikanalysator meßbar. SLB wird aktiv und zeigt den Zeitpunkt der Speicheraktivierung. Falls alle angegebenen Tests positiv verlaufen sind, ist der Mikrorechner einsatzbereit.

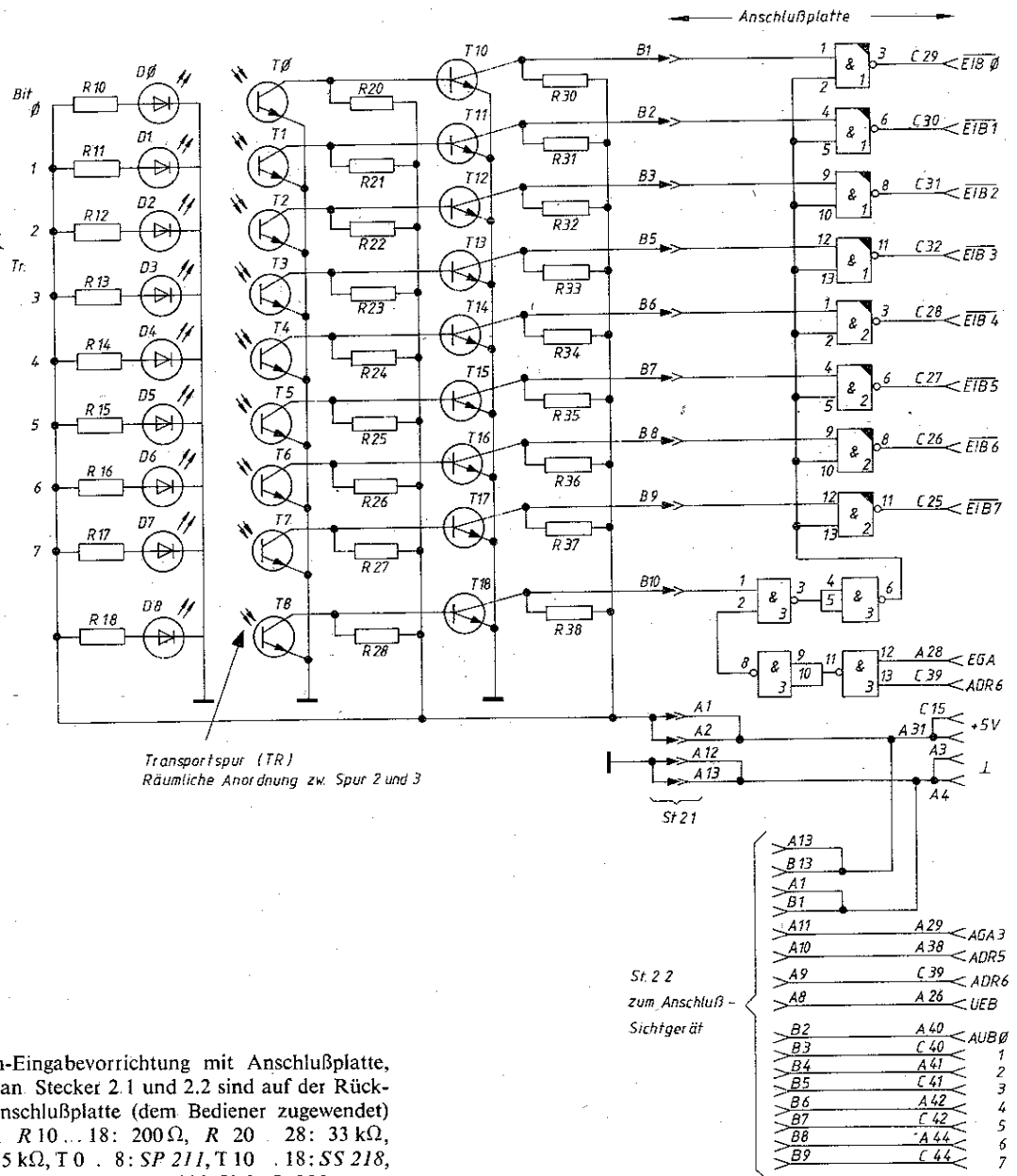


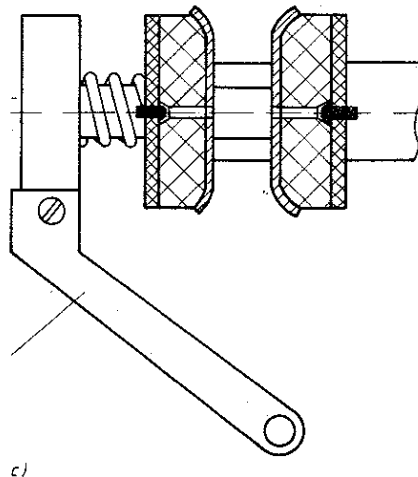
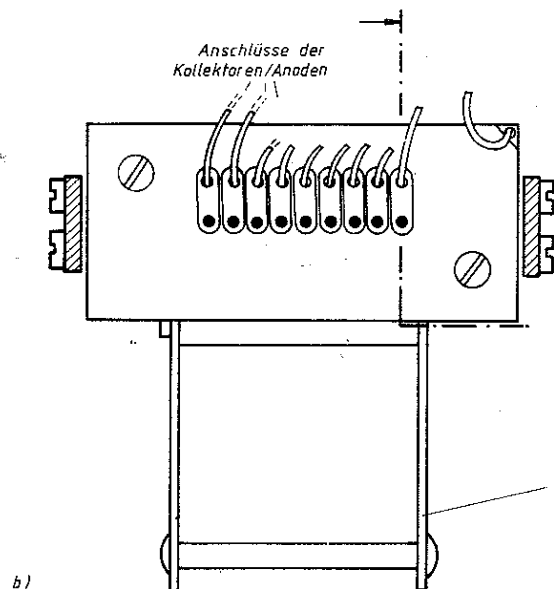
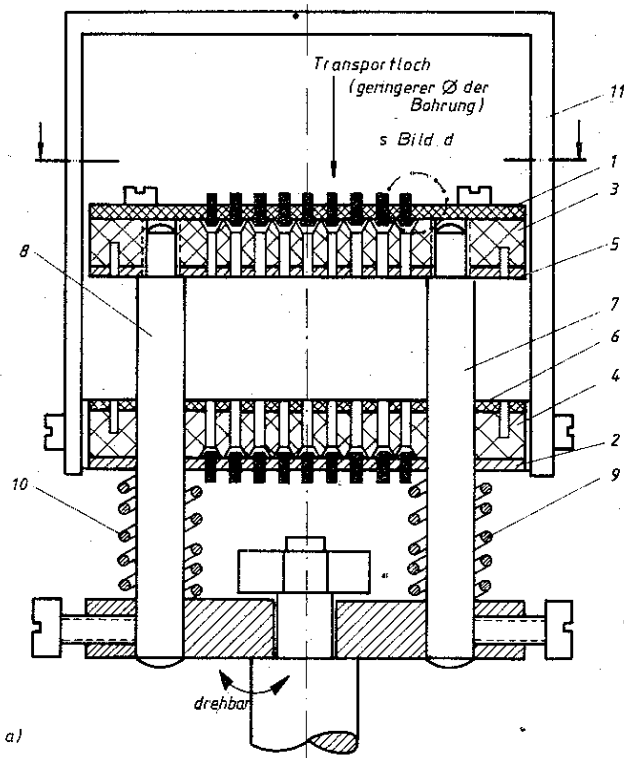
Bild 18 Lochstreifen-Eingabevorrichtung mit Anschlußplatte, Stromlaufplan. Stecker 2.1 und 2.2 sind auf der Rückseite der Anschlußplatte (dem Bediener zugewendet) angebracht; R 10 ... 18: 200 Ω, R 20 ... 28: 33 kΩ, R 30 ... 38: 5 kΩ, T 0 ... 8: SP 211, T 10 ... 18: SS 218, D 0 ... 8: VQ 120B, IS 1,2: D 103, IS 3: D 100

11. Lochstreifeneingabegerät

11.1. Prinzip

Industrielle Lochstreifenleser erhalten vom Mikrorechner einen »Ruf«, positionieren daraufhin den Lochstreifen so, daß ein Transportloch unter der Lesevorrichtung liegt, und geben ein Signal »END« ab, das den Prozessor zum Einlesen des Datenbytes veranlaßt. Im vereinfachten Fall wird der Lochstreifen per Hand unter der Lesevorrichtung durchgezogen. Immer dann, wenn ein Transportloch (kleiner als ein Informationsloch) unter der Lesevorrichtung liegt, wird die Eingabeschaltung geöffnet. Der Prozessor muß durch laufende Abtastung selbst feststellen, wann die Eingabeschaltung geöffnet ist. Das geschieht durch Testen auf eine Eingabe ungleich 00.

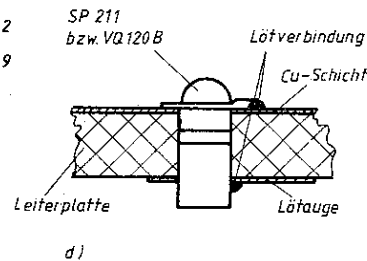
Die Lesevorrichtung wird durch 9 leuchtmitternde Dioden VQ 120 B und 9 Fototransistoren SP 211 gebildet. Dioden und Transistoren sind so angeordnet, daß ein geradliniger eng begrenzter Lichtstrahl entsteht, der etwa den Durchmesser des Datenlochs aufweist. Nur wenn ein Datenloch zwischen Transistor und Diode liegt, fließt im Fototransistor ein Strom.



11.2. Anschlußschaltung

Bild 18 zeigt die Schaltung von Dioden, Transistoren und Gattern zum Anschluß an den Mikroprozessor. Der eingestellte Strom gewährleistet die Erkennung einer »1« (Datenloch). Da die Gatter IS 1 und 2 an EIB 0 . 7 angeschlossen sind, wird immer eine 0 erkannt, wenn kein Loch unter der Lesevorrichtung liegt bzw. wenn kein Loch das Gatter IS3 öffnet. Der Lochstreifen kann nur so schnell durchgezogen werden, wie der Prozessor die Lesevorrichtung abtastet. Diese Geschwindigkeit liegt bei etwa 1 m/s. Dabei ist die Zugrichtung beliebig. Durch Einstellen der Spannung U_D kann auf unterschiedlich lichtdurchlässiges Lochstreifenpapier justiert werden (Vorschalten einer Diode). Bild 18 zeigt die Aufteilung der Schaltung in die Lesevorrichtung und in die D 103-Gatter. Die Gatter werden auf einer Leiterplatte angeordnet, die in der Position der Fernschreibplatte in den Rechner ZE1 eingeschoben wird. Diese Anschlußplatte trägt einen Steckverbinder zum Anschluß der Lochstreifen-Eingabevorrichtung und einen weiteren zum Anschluß des Sichtgeräts (s. Abschnitt 12.) Außerdem muß auf dieser Leiterplatte noch Platz für eine Zeitüberschaltung bleiben, wenn eine Schaltuhr aufgebaut werden soll. Es ist auch möglich, die beiden Baugruppen durch direkte Verbindungen an die ZE1-Rückverdrahtung anzuschließen.

Bild 19 a - Lochstreifen-Eingabevorrichtung, mechanischer Aufbau; Darstellung des Schnittes durch die Lesevorrichtung; b - Draufsicht auf die Lesevorrichtung; c - Schnittdarstellung in Längsrichtung (Bandzugrichtung); d - Darstellung der Befestigung der LED bzw. Fototransistoren im Leiterplattenteil





11.3. Mechanischer Aufbau

Bild 19 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Eingabevorrichtung für Lochstreifen

Die Fototransistoren und LEDs haben die gleiche Bauform und lassen sich auf einem Ausschnitt aus einer Laborleiterplatte (Bild 19b) aufbauen. Die Abstände der Bohrungen in der Leiterplatte werden auf 2,54 mm (sonst 2,5 mm) gebracht. Dabei erweitert man die Löcher so, daß sich die Dioden bzw. Transistoren hineindrücken lassen. Bild 19d zeigt die Befestigung der Bauelemente genauer. Die Leiterplatten (Teil 1 und Teil 2) werden auf PVC-Platten (Teil 3 und Teil 4) verstiftet und auf Metallplatten (Teil 5 und Teil 6) befestigt. Die Metallplatten sollen eine statische Aufladung verhindern. Die beiden vormontierten Grundplatten sind fest bzw. die untere ist beweglich auf 2 Bolzen (Teil 7 und Teil 8) montiert.

2 Federn (Teil 9 und Teil 10) drücken die Grundplatten zusammen, um ein »Flattern« des Lochbands zu verhindern.

Zum Einlegen des Bandes drückt man auf den Bügel (Teil 11) und trennt die Grundplatten voneinander.

Die gesamte Eingabevorrichtung ist drehbar auf einem Bolzen gelagert. Ein Führungsbügel (Teil 12) verhindert das Verkanten des Lochstreifens.

Da das Transportloch geringeren Durchmesser als die restlichen Löcher hat, muß die Lage der Transportspur gut sichtbar gekennzeichnet werden. Das Band ist dementsprechend einzu legen.

Die Lochabstände in Teil 3 bis Teil 6 werden am einfachsten nach einem gut gestanzten Lochstreifen abgebohrt.

11.4. Programm zum Einladen von MC-Lochstreifen

Tabelle 11 zeigt das Programm, das die im Abschnitt 1 angegebenen Funktionen des blockweisen Ladens von MC-Kode auf die im Streifen abgelochten Blockadressen gestattet.

Nach Erkennen des »:« wird das nächste Byte als Blocklänge bzw. Satzlänge in das C-Register eingetragen. Der Block- oder Satztyp wird nicht ausgewertet. Danach wird die Adresse gelesen.

Das Unterprogramm »Byte« liest 2 Zeichen und formt daraus die 8 Datenbits

Nach Einladen des gesamten Blockes (Zählen der Byte unter der Marke »WTR«) wird die gebildete Prüfsumme mit der vom Lochband in das D-Register übernommenen verglichen.

Der eigentliche Lesevorgang vollzieht sich im Unterprogramm »LEIN«. Nach Ausblenden der Transportlöcher am Streifenanfang und eventueller Korrekturlochung (FFH) wird das gelesene Zeichen auf Zulässigkeit untersucht. Bei gültigem Zeichen wird das Unterprogramm ohne Überlauf im C-Flag wieder verlassen.

Damit ein Zeichen nicht mehrmals eingetragen wird, muß bei erneutem Aufruf von LEIN erst auf das Durchlaufen des Transportlochs gewartet werden.

In Tabelle 12 ist das gesamte Programm als MC-Kode so dargestellt, wie es der Lochstreifen enthält (s. dazu auch Abschnitt 1).

12. Anzeigeeinheit

12.1. Grundtypen von Sichtanzeigen

Unabhängig vom physikalischen Prinzip der Anzeige (Bildschirm, Lampenfeld, Segmentanzeige usw.) sind zwei Grundtypen des Anzeigeverfahrens möglich. In einer einfachen Form (Dialoganzeige) wird nur dann ein Zeichen sichtbar, wenn der Prozessor in einer Ausgabeschleife arbeitet. Die Anzeigeeinrichtung verfügt nur über ein Pufferregister. Der Prozessor muß mindestens 50 Ausgaben je Sekunde machen und kann daher keine weiteren Aufgaben erfüllen. Die Anzeigeeinheit kann nur

dann Ergebnisse anzeigen, wenn die logische Operation des Prozessors beendet ist und wenn neue Eingaben erwartet werden (Dialogbetrieb).

Eine verbesserte Form (autonome Anzeigeeinrichtung) hat außer einem Pufferregister einen intern adressierten Speicher, der für jedes anzuzeigende Zeichen ein Byte vorsieht. Durch eine Hardware zur zyklischen Auslesung dieses Speichers (Bildwiederholungspeicher) wird dessen Inhalt fortlaufend angezeigt. Der Prozessor wird dabei nicht belastet. Er kann aber jederzeit Änderungen in diesem Speicherbereich vornehmen.

Die zweite Form der Anzeigeeinrichtungen erfordert mehr Schaltungsaufwand und ist für »Echtzeitbetrieb« unerlässlich.

(Bei Echtzeitbetrieb arbeitet der Prozessor ständig ein Steuerprogramm ab und kann die Arbeit nicht unterbrechen.)

Für Speichereingabe und Speicherlesen sowie für Computerspiele ist aber meist eine einfachere Dialoganzeige ausreichend. Im Beispiel wird eine Dialoganzeige mit 16 7-Segment-Anzeigen VQB 71 verwendet.

Bei der Konzeption der Anzeigeeinrichtung wurden folgende Forderungen berücksichtigt:

- Erweiterung zu einer autonomen Anzeige ist möglich.
- Mit einigen Ergänzungen können andere Mikrorechner (K 1520) angeschlossen werden
- Die 16 Anzeigeelemente werden simultan betrieben. Im Impulsbetrieb (Tastverhältnis 1:16) wird mit erhöhtem Strom gearbeitet, um ausreichende Helligkeit zu erreichen. Wenn aus Versehen das Anzeigeprogramm im Schrittbetrieb läuft, wird der Segmentstrom selbständig verringert.
- Um ein Byte aus dem Speicher zu lesen und auszugeben, benötigt der Prozessor etwa 60 µs. Davon liegt der ausgegebene Wert nur etwa 0,5 µs lang an. Es muß also ein Pufferregister von 1 Byte Breite vorgesehen werden, um die Ausgabedaten bis zum nächsten UEB (s. ZE1-2) zu speichern
- Die 16 Anzeigeelemente werden von einem Zähler angesteuert, der bei jeder neuen Prozessorausgabe eine Stelle weiterzählt. Der Zeitpunkt des Weiterzählens muß mit der Übernahme (UEB) übereinstimmen.
- Der Zähler kann durch einen Ausgabebefehl rückgesetzt werden.

12.2. Prinzip der Dialoganzeige

Bild 20 zeigt die Schaltung der Dialoganzeigeeinrichtung. In einem Pufferregister ($2 \times K 155 TM 7$) wird das vom Prozessor ausgegebene Byte (Ausgabe über OUT 36 Q) zwischengespeichert. Ein Segment leuchtet, wenn im zugeordneten Bit eine »1« gespeichert ist. Mit jedem OUT 36 wird ein Zähler D 193 getaktet, der über einen Dekoder (hier SN 74154 oder K 155 ID 3) eine der 16 Anoden aktiviert.

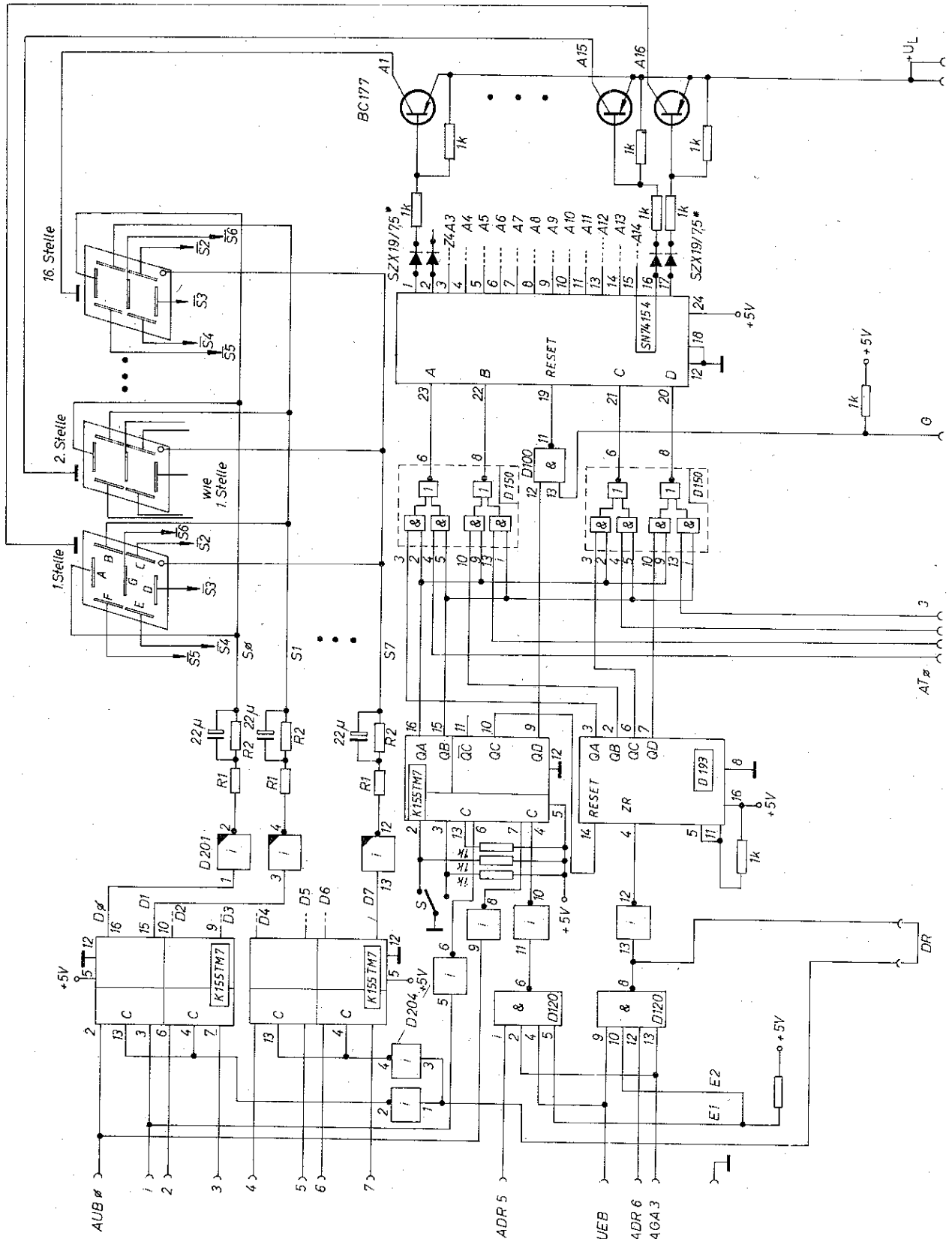
Die Gatter D 201 und pnp-Transistoren (BC 177, VRP oder ähnliche Typen) gestatten Betriebsspannungen von 5 bis 15 V. Entsprechend sind die Vorwiderstände ($R1 + R2$) so auszuliegen, daß etwa 15 mA fließen. Im Impulsbetrieb wird R2 nicht wirksam, $\frac{R1}{R2}$ legt die Übersteuerung fest (Spitzenstrom etwa 100 mA).

Für 5-V-Betrieb gilt: $R1 = 10 \Omega$, $R2 = 47 \Omega$; die Z-Dioden an den Ausgängen des SN 74154 entfallen. Im 5-V-Betrieb werden allerdings die Streuungen der Leuchtkraft der Segmente deutlich sichtbar. 12 V ist als Betriebsspannung günstiger. Über ein Register (K 155 TM 7) wird das Rücksetzen des Zählers und des Registers über OUT 35 Q bewirkt.

Damit würde die Anzeige nach dem ersten OUT 36 Q im Vorwärtszählen beim Anzeigeelement 1 beginnen. Um das zu verhindern, wurde der Rückwärtszählengang benutzt, und der Dekoderausgang 15 wurde an das erste Anzeigeelement angeschlossen.

Die Brücke BR und die D 150-Gatter sollen eine Erweiterung

Bild 20 Anzeigeeinheit, Stromlaufplan (durch dunkle Ecken wurden $D\ 201$ -Gatter gekennzeichnet).
 Alle 16 Anzeigebausteine liegen parallel an den 8 Datenbusregistern $D0$ bis $D7$. Die Schaltung ist für $U_1 = 12\text{ V}$ ausgelegt $R1 = 100\ \Omega$, $R2 = 820\ \Omega$. Kontaktbelegung AUB 0...7, UEB, ADR 3, 5, 6 entsprechend Bild 18





zu einer autonomen Anzeige über einen Bildwiederholtspeicher erleichtern.

An AT 0... 3 können die dekodierten Adressen des Wiederholtspeichers angelegt werden. G erlaubt den Anschluß mehrerer Anzeigen. An BR liegt der externe Takt für die Datenübernahme. E1 und E2 werden für den Anschluß der Anzeige an den K 1520 verwendet.

Mit dem Schalter S kann von D 193 auf AT 0... 3 umgeschaltet werden. Statt S lassen sich auch AUB 2 und AUB 2 verwenden.

12.3. Mechanischer Aufbau der Anzeigeeinrichtung

Alle in Bild 20 gezeigten Bauelemente werden auf einer Leiterplatte (U 22, Schl.-Nr. 14408, oder U 23, Schl.-Nr. 15382 vom VEB *Elektrophysikalische Werkstätten* Neuruppin) untergebracht. Die Leiterplatte wird über ein Kabel an ST 2 2 nach Bild 18 angeschlossen.

Zur Befestigung der Segmentanzeigen wird eine kleine Leiterplatte mit passenden Bohrungen hergestellt, bzw. man benutzt 2 Platten U 51 (INT; *Elektrophysikalische Werkstätten* Neuruppin, Schl.-Nr. 15334) und befestigt sie mit Abstandsstücken an der Leiterplatte. Falls der Schalter S vorgesehen ist, kann er ebenfalls an der Platte befestigt werden. Die 16 Anzeigeelemente werden in einer Reihe montiert. Es ist auch ein Aufbau auf einer Steckereinheit möglich, die direkt in den ZEI-Bus eingesteckt wird, wobei man die Segmentanzeigen über eine Anschlußplatte anschließt.

12.4. Programm zur Anzeige eines Speicherbereichs

Das Anzeigeprogramm wird als Unterprogramm aufgerufen. Der Rücksprung soll bei Betätigung einer Taste an der Bedieneinheit (IN 07 Q) erfolgen. Wegen der Zeit, die zur Tastenabfrage nötig ist, wird ein Segment etwas länger aktiviert. Da aber dann über R1/R2 und 22 µF der Strom reduziert wird, ist die Helligkeit annähernd gleich.

Das Programm ist in Tabelle 13 angegeben. Zu Beginn stellt man den Zähler zurück und löscht das Pufferregister.

Im B-Register wird ein Zähler aufgebaut, und der Inhalt der 16 ausgewählten Speicherplätze (Anfangsadresse ANZSP) wird über die Register H, L nacheinander an die Geräteadresse 36 Q ausgegeben.

Bei einer gedrückten Taste wird das Anzeigeprogramm verlassen (Tastentrennung und Auswertung im Hauptprogramm).

Über OUT 35Q wird die Baugruppe gelöscht und gestartet.

Man muß bedenken, daß im Speicheranteil ANZSP ANZSP + 15 alle leuchtenden Segmente mit »1« abgespeichert werden müssen. Zur Umwandlung von 4 bit (dual) in diesen Segmentcode kann man eine Tabelle nach Tabelle 13 aufbauen. Die Tabelle beginnt bei einer Speicheradresse mit dem Low-Teil 00. Die 4 anzuzeigenden bit werden als bit 0... 3 des Bytes rangiert (Programmteil »SEKO«). Der Inhalt dieses Bytes wird zur Anfangsadresse der Tabelle addiert. Aus dieser neuen Adresse kann der gültige Code zur Anzeige am 7-Segment-Element abgelesen werden.

Die Speicherplätze 0217 bis 021FH können für zusätzlich gewünschte Sonderzeichen (z. B. U, Punkt, Winkel usw.) benutzt werden.

Literatur

([1] bis [5] s. 2. Lieferung)

- [6] Richter, L./Warme, G.: Mikroprozessor-Trainingsplatz, INT-Mitteilungen (1979) Heft 1, Seite 17 bis 20 (Herausgeber: Institut für Nachrichtentechnik)
- [7] Warme, G./Graffunder, B.: Mikrorechner-Gerätetechnik, Berichte zur Nachrichtentechnik Band 7, Vertrieb: INT-Berlin, Pressestelle
- [8] Warme, G./Graffunder, B./Otto, V.: Mikrorechner-Gerätetechnik, Berichte zur Nachrichtentechnik Band 12 (in Vorbereitung)
- [9] Bartold, H./Bäurich, H.: Mikroprozessoren – Mikroelektronische Schaltkreise und ihre Anwendung (Teil 2), Band 187 der Amateurreihe »electronica«, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980
- [10] Kühn, M.: Hexadezimalanzeige mit TTL-Schaltkreisen, radio fernsehen elektronik 27 (1978) Heft 7, Seite 458 bis 459
- [11] Kubias, T.: Hexadezimalanzeige, radio fernsehen elektronik 28 (1979) Heft 6, Seite 366
- [12] Sandau, R./Wettengel, I./Kallies, H. J.: Einfacher Lochbandleser für Mikroprozessoren, radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 10, Seite 661 bis 663
- [13] Wengel, N.: Einplattenrechner mit U808 D, radio fernsehen elektronik 28 (1979) Heft 9, Seite 554 bis 557
- [14] Burkhardt, S./Ruß, J.: Einfaches Mikrorechnersystem für Erprobungsaufgaben, radio fernsehen elektronik 28 (1979) Heft 7, Seite 245 bis 248
- [15] Maderbacher, F.: Alphanumerische Displays, Elektronikschau 56 (1980) Heft 4, Seite 20 bis 25
- [16] : Leserpost zu Amateur-Ätzsatz, radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 10, Seite 614
- [17] Lippe, R./van Treeck, E.: Einfaches Programmiergerät für den EPROM 1702A, radio fernsehen elektronik 30 (1980) Heft 1, Seite 24 bis 25
- [18] Landgraf-Dietz, D.: Statischer 1024-bit-Speicher U 202, radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 1, Seite 21 bis 22
- [19] Reckziegel, W.: PROM mit Mehrfachdioden, radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 11, Seite 706
- [20] Schöffel, U.: Statischer Festwertspeicher U551D, radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 12, Seite 787 bis 788

```

0001                                ;ANSCHLUSS HANDLESER AN ZE1
0002                                ;EINLESEN VON MC-STREIFEN
0004 0270                ORG      0270H
0005 0270                46 A4 02  HAL1: CALL    LEIN
0006 0273                48 70 02          JNZ     HAL1      ;UEBERLESEN BIS :
0007 0276                D8          MOV     D,A      ;PRUEFSUMME LOESCHEN
0008 0277                46 C9 02          CALL   BYTE
0009 027A                68 A3 02          JZ     HAL3
0010 027D                D0          MOV     C,A      ;SATZLAENGE EINGEBEN
0011 027E                46 C9 02          CALL   BYTE
0012 0281                E8          MOV     H,A      ;ADRESSE, BIT 8 14
0013 0282                46 C9 02          CALL   BYTE
0014 0285                F0          MOV     L,A      ;ADRESSE, BIT 0..7
0015 0286                46 C9 02          CALL   BYTE      ;SATZTYP UEBERLESEN
0016 0289                46 C9 02  HAL2: CALL   BYTE      ;DATENBYTE
0017 028C                F8          MOV     M,A
0018 028D                BF          CMP     M
0019 028E                48 A2 02          JNZ    FEHL      ;KONTROLL-LESEFEHLER
0020 0291                30          INR    L
0021 0292                48 96 02          JNZ    WTR
0022 0295                28          INR    H
0023 0296                11          WTR:  DCR    C
0024 0297                48 89 02          JNZ    HAL2
0025 029A                D3          MOV     C,D
0026 029B                46 C9 02          CALL   BYTE
0027 029E                82          ADD    C      ;PRUEFSUMME AUSWERTEN
0028 029F                68 70 02          JZ     HAL1
0029 02A2                00          FEHL: HLT
0030 02A3                00          HAL3: HLT
0031
0032 02A4                4D          LEIN:  IN     060
0033 02A5                3C 00          CPI    00
0034 02A7                48 A4 02          JNZ    LEIN      ;ZEICHENENDE ABWARTEN
0035 02AA                4D          LEIN1: IN    060
0036 02AB                3C 00          CPI    00      ;0 AUSBLENDEN
0037 02AD                68 AA 02          JZ     LEIN1
0038 02B0                3C FF          CPI    0FFH      ;DEL AUSBLENDEN
0039 02B2                68 AA 02          JZ     LEIN1
0040
0041 02B5                24 7F          ANI    1770      ;PARITAETSBIT AUSBL
0042 02B7                14 30          SUI    600
0043 02B9                23          RC
0044 02BA                04 E9          ADI    3510
0045 02BC                23          RC
0046 02BD                04 06          ADI    6
0047 02BF                50 C5 02          JP     ISH1
0048 02C2                04 07          ADI    7
0049 02C4                23          RC
0050 02C5                04 0A          ISH1: ADI    120
0051 02C7                B0          ORA    A
0052 02C8                07          RET
0053
0054 02C9                46 A4 02  BYTE: CALL   LEIN
0055 02CC                60 A2 02          JC     FEHL
0056 02CF                02          RLC
0057 02D0                02          RLC
0058 02D1                02          RLC
0059 02D2                02          RLC
0060 02D3                E0          MOV    E,A
0061 02D4                46 A4 02          CALL   LEIN
0062 02D7                60 A2 02          JC     FEHL
0063 02DA                B4          ORA    E
0064 02DB                E0          MOV    E,A
0065 02DC                83          ADD    D
0066 02DD                D8          MOV    D,A
0067 02DE                C4          MOV    A,E
0068 02DF                B0          ORA    A
0069 02E0                07          RET
0070                                END

```

Tabelle 11 Assemblerprogramm zum Einlesen von MC-Kode auf absolute Adressen (Absolutlader)



Speicherinhalt

Tabelle 12 Ausdruck des MC-Kode-Lochstreifens des Programms nach Tabelle 11

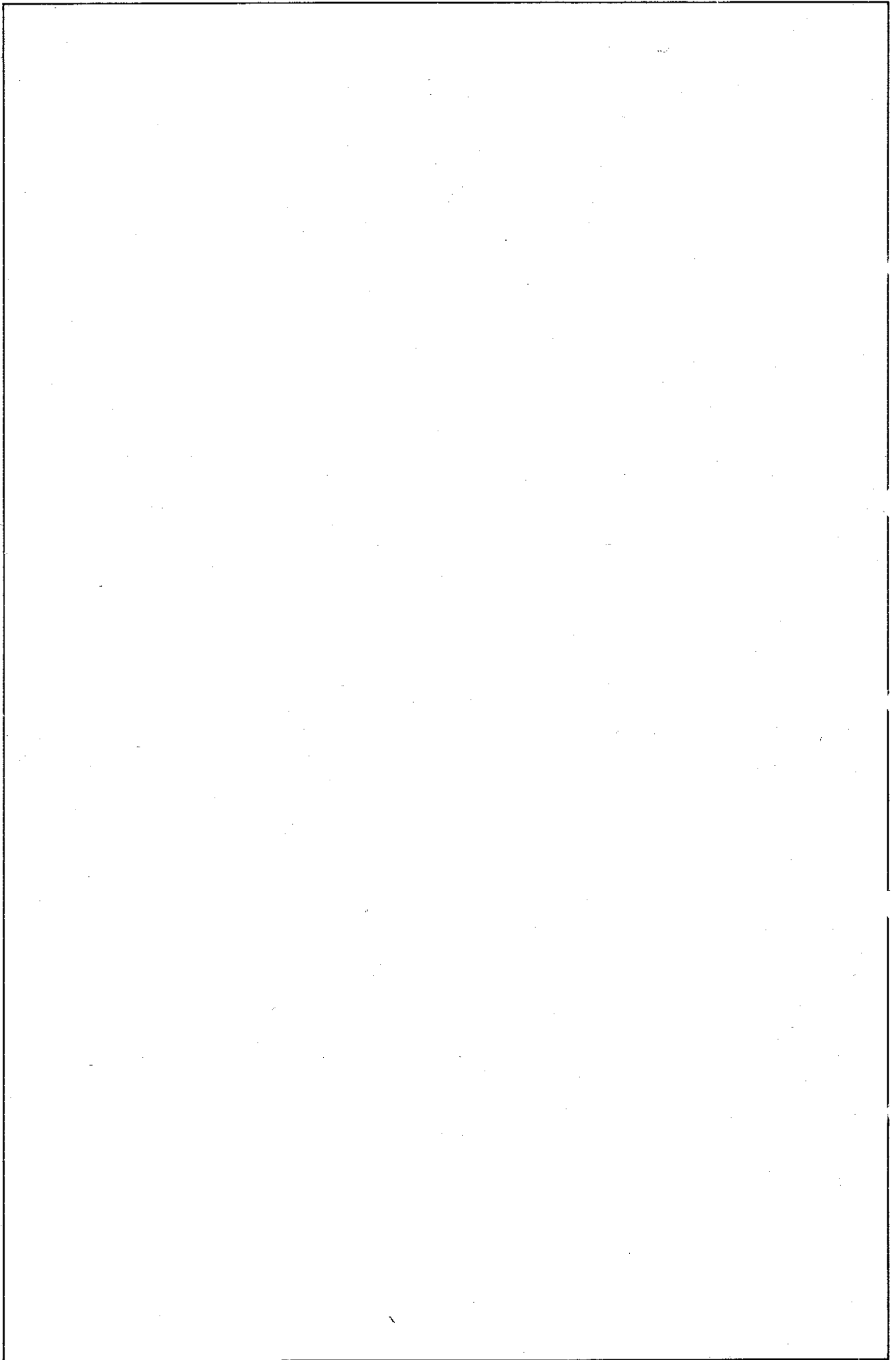
Blocklänge	Adresse	Blocktyp	Prüfsumme
10027000	46A402487002	I846C90268A302	I046C903
10028000	02E846C902F046C90246C902F8BF48A2C0		
10029000	02304896022811488902	I346C902826872	
1002A000	0700200004I3C0048A4024D3C0068AA02C8		
1002B000	03CFF68AA02247F14302304E9230406507B		
1002C000	0C502040723040AB00746A40260A2020282		
1002D000	020202E046A40260A202B4E083D8C4B0E5		
0102E000	000716		
00000000	0000		

Tabelle 13 Assemblerprogramm zur Anzeige eines Speicherbereichs auf der Anzeigeeinheit

```

0001          ; ANZEIGETABELLE F. SEGMENTKODE
0002 0200          ORG      200H
0003 0200      3F          TAB: DB      3FH      ; ZIFFER 0
0004 0201      06          DB      06H      ; ZIFFER 1
0005 0202      5B          DB      5BH      ; ZIFFER 2
0006 0203      4F          DB      4FH      ; ZIFFER 3
0007 0204      66          DB      66H      ; ZIFFER 4
0008 0205      6D          DB      6DH      ; ZIFFER 5
0009 0206      7D          DB      7DH      ; ZIFFER 6
0010 0207      07          DB      07H      ; ZIFFER 7
0011 0208      7F          DB      7FH      ; ZIFFER 8
0012 0209      6F          DB      6FH      ; ZIFFER 9
0013 020A      77          DB      77H      ; A
0014 020B      7C          DB      7CH      ; B
0015 020C      39          DB      39H      ; C
0016 020D      5E          DB      5EH      ; D
0017 020E      79          DB      79H      ; E
0018 020F      71          DB      71H      ; F
0019 0210      38          DB      38H      ; L
0020 0211      40          DB      40H      ; SEGMENT G (STRICH)
0021 0212      70          DB      70H      ; SEGMENTE EFG
0022 0213      46          DB      46H      ; SEGMENTE BCG
0023 0214      76          DB      76H      ; H
0024 0215      73          DB      73H      ; P
0025 0216      50          DB      50H      ; SEGMENTE EG
0026          ; BLOCKANZEIGE AUF ANZEIGEEINHEIT
0027          ; REG-A B H L BENUTZT
0028 20FF      ANZSP SET  20FFH      ; 20F0 BIS 20FFH
0029 0220      ORG      0220H
0030 0220      06 01      BANZ: MVI   A, 01
0031 0222      7B          OUT    350      ; ANZEIGE LOESCHEN
0032 0223      06 02      MVI   A, 02H
0033 0225      7B          OUT    350      ; ANZEIGE FREIGEBEN
0034 0226      2E 20      MVI   H, ANZSP SHR 8
0035 0228      36 FF      BANZ1: MVI  L, ANZSP AND 0FFH
0036 022A      0E 10      MVI   B, 10H      ; ZAHL DER AUSGABEN
0037 022C      07          BANZ2: MOV   A, M      ; ZEICHEN LESEN
0038 022D      7D          OUT    360      ; ZEICHEN AUSGEBEN
0039 022E      31          DCR   L
0040 022F      09          DCR   B
0041 0230      48 2C 02      JNZ   BANZ2
0042 0233      4F          IN     070      ; PROGRAMMVERZWEIGUNG
0043 0234      B8          CMP   00
0044 0235      68 28 02      JZ    BANZ1
0045 0238      07          RET
0046          ; PROGRAMM ZUR BILDUNG DER SEGMENTKODES
0047          ; TAB AND 0FFH MUSS 00 SEIN
0048          ; BEGINN: DUALE ZAHL IN A (0..F)
0049          ; ENDE: SEGMENTKODE IN A
0050 0239      2E 02      SEKO: MVI   H, TAB SHR 8
0051 023B      24 0F      ANI  0FH
0052 023D      F0          MOV   L, A
0053 023E      07          MOV   A, M
0054 023F      07          RET
0055          END

```





1. Einleitung

Für den fortgeschrittenen Amateur gehört der Oszillograf bereits zur Grundausrüstung des Meßgeräteparcs. Er wird daran interessiert sein, den Gebrauchswert seines Oszillografen durch Zusatzgeräte nach und nach zu steigern. Der vorliegende Beitrag soll dazu Anregungen geben und Vorschläge für den Nachbau unterbreiten. Im Prinzip sind die einzelnen Zusatzgeräte für jeden Oszillografen einsetzbar; sie wurden jedoch speziell für den EO 201 vom VEB Radio und Fernsehen Karl-Marx-Stadt entwickelt. Einige Änderungen an diesem Gerät waren erforderlich, um die Zusätze optimal zu nutzen. Dazu gehören z. B. eine Buchse für die Stromversorgung aktiver Tastköpfe und ein Eingang für externe Triggerung. Inzwischen ist mit dem EO 211 eine Weiterentwicklung entstanden, die einige der beschriebenen Verbesserungen schon enthält. Andere dagegen können bei ihm ebenfalls nachgerüstet werden. Die im folgenden behandelten Erweiterungen sind als Zubehör zur Erhöhung des Gebrauchswerts zu betrachten. Größere Objekte, die im Grunde bereits den Umfang von Geräten haben (z. B. Mehrkanalzusatz, Wobbelzusatz), bleiben vorerst ausgeklammert.

2. Änderungen am EO 201

Der Oszillograf EO 201 (vgl. 2. Lieferung der Schaltungssammlung) hat als preisgünstiges Gerät bereits weite Verbreitung gefunden. Deshalb sollen zunächst einige Schaltungsvorschläge zu sinnvollen Änderungen an diesem Gerät gegeben werden – unter Berücksichtigung der später anzuschließenden Zusatzgeräte. Die Grundlage dafür bildet die in der 2. Lieferung der Schaltungssammlung veröffentlichte Schaltung des EO 201.

2.1. Schaltungsänderung zur Verbesserung der Hellsteuerung

Am linken Bildrand macht sich zu kurzen Ablenkzeiten hin eine zunehmende Verkürzung der sichtbaren Auslenkung bemerkbar. Der Grund für diese Erscheinung liegt darin, daß der Transistor T2018 während der Hellphase gesperrt ist. Die kapazitive Last am Kollektor und die gewählte Ansteuerung an der Basis verhindern einen schnellen Spannungsanstieg am Kollektor und damit die sofortige Hellsteuerung zu Beginn des Kippablaufs. Die Schaltung nach Bild 1 sichert die schnelle Ausräumung der Ladungsträger im Basisraum der T2018 zu Beginn der Hellphase. Zu diesem Zeitpunkt ist T2015 im Gegensatz zu T2017 leitend. Deshalb entfernt man C2032, und die Basis des T2018 wird über 56 pF direkt vom T2015 gesteuert. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit am MP 5 ist jetzt nur noch von der Zeitkonstante aus R2067 und der kapazitiven Last (Oszillografenröhre, Ausgangskapazität des T2018, Schaltkapazität) abhängig. Bei der Schaltung nach Bild 2a werden diese Kapazitäten zusätzlich durch einen pnp-Transistor umgeladen. Diese Beschaltung ist so wirksam, daß der Arbeitswiderstand R2067 vergrößert werden konnte. Während bei der Schaltung nach Bild 1 die Hellsteuerung zwar wesentlich früher wirksam wird, aber noch nicht mit dem Beginn des Sägezahns zusammenfällt, ist bei der Schaltung nach Bild 2a die Oszillografenröhre bereits kurz vor dessen Be-

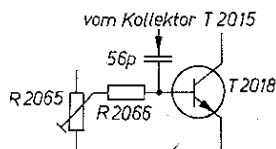


Bild 1 Schaltungsänderung zur Verbesserung des Schaltimpulses an der Basis des Hellsteuertransistors

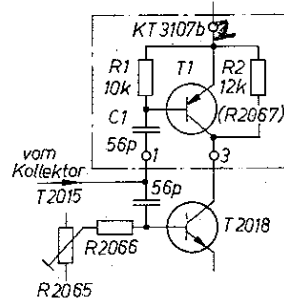
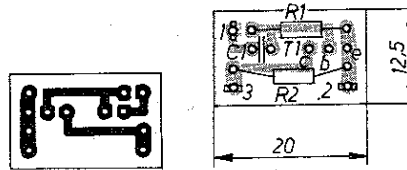


Bild 2 Schaltungsänderung zur Verbesserung der Hellsteuerimpulse am Wehnelt-Zylinder: a – Stromlaufplan; b – Leiterbild; c – Bestückungsplan



ginn hellgesteuert. Die sichtbare Auslenkung bleibt dadurch bis zur kürzesten Kippzeit weitgehend konstant. Ein Teil der verbleibenden, schaltungsbedingten Amplitudenänderung kann zusätzlich durch einen Kondensator (etwa 220 pF) vom Schleifer R2075 nach Punkt 13 beseitigt werden. Er korrigiert die Amplitudeneinstellung an der rechten Bildkante beim höchsten Kippbereich. Durch die frühzeitige Hellsteuerung werden bei den kurzen Kippzeiten aber auch nichtlineare Teile des Sägezahns sichtbar, die zur nichtlinearen Abbildung an der äußersten linken Bildkante führen. Dieser Schönheitsfehler ist für den Einsatz des Oszillografen im allgemeinen bedeutungslos. Für die Schaltung nach Bild 2a zeigt Bild 2b das Leiterbild und Bild 2c die Bestückung der Subplatte, die an Stelle von R2067 hochkant eingesetzt wird.

2.2. Schaltungsänderung zur Senkung der Fehlstromempfindlichkeit

Die stabilisierte 15-V-Strecke ist im EO 201 nicht niederohmig mit der Masse des Geräts verbunden. Alle Fehlströme I_F vom Minusanschluß Punkt 13 bzw. Plusanschluß Punkt 5 nach Masse führen zu einem Spannungsabfall U_F an R2008 und an R2007 entsprechend der Schleiferstellung (Bild 3). Fehlströme können unterschiedliche Ursachen haben. Sie entstehen z. T. im Gerät selbst (Formierungsströme verschiedener Elektrolytkondensatoren, Isolationsströme des Netztransformators usw.); sie können aber auch über den Eingang eingespeist werden, z. B. bei Übersteuerung. Die dadurch erzeugte Spannung U_F steuert den Differenzverstärker T2002, T2003 an. Die Wechselspannungsanteile werden dabei über C2005 nach Masse abgeleitet; die Gleichspannung wird jedoch mit etwa 10 mV/Teil zur Anzeige

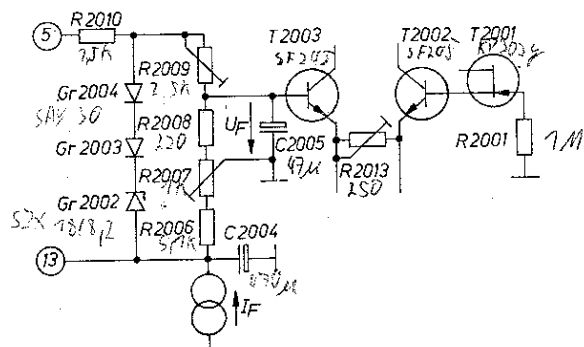


Bild 3 Schaltungsauszug (vereinfacht) zur Erläuterung der Fehlstromempfindlichkeit

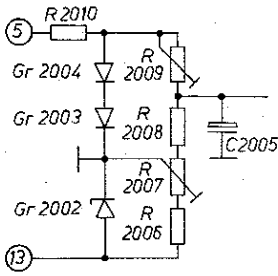


Bild 4 Schaltungsänderung zur Unterdrückung der Fehlstromempfindlichkeit

gebracht. Bei Mittelstellung des Trimmwiderstands $R2007$ ergibt sich eine Fehlstromempfindlichkeit von etwa $19 \mu\text{A}/\text{Teil}$. Eine wesentlich geringere Empfindlichkeit hat die geänderte Schaltung nach Bild 4, bei der die Fehlströme an den niederohmigen Widerständen von Gr2002 bis Gr2004 nur einen geringen Spannungsabfall bewirken. Sie ergibt einen geringen schaltungstechnischen Änderungsaufwand, erfordert aber unter Umständen das Auswechseln des Eingangstransistors T2001 bzw. der Z-Diode Gr2002. Durch die Fixierung der negativen Spannung an Punkt 13 mit Gr2002 (alle Spannungen gegen Masse betrachtet – im Gegensatz zu den Spannungsangaben im Stromlaufplan des EO 201) kann die Einstellung der vom Hersteller in Punkt 5.2 der Serviceanleitung geforderten Spannung von 8,5 V an MP 8 nicht mehr durchgeführt werden, wenn gleichzeitig der Strahl auf Mitte stehen soll. Um das zu erreichen, muß die Summe der Gate-Source-Spannung des T2001 und der Z-Spannung von Gr2002 gleich der geforderten Spannung von 8,5 V sein. Ist das der Fall, kann mit $R2007$ oder $R2009$ die Mitten-einstellung des Strahles vorgenommen werden, wobei sich gleichzeitig die erforderliche Spannung an MP 8 ergibt. Um die 15-V-Strecke auch für weitere Anwendungen nutzen zu können, ist es zweckmäßig, T2001 und Gr2002 so auszusuchen, daß sich an Punkt 13 eine negative Spannung von etwa -8 V gegen Masse ergibt. Die positive Spannung an Punkt 5 sollte bei etwa $+6 \text{ V}$ liegen. Sie läßt sich notfalls durch Änderung von Gr2014 erreichen.

Hinweis: An Stelle von Gr2003 und Gr2004 läßt sich vorteilhaft auch eine VQA 13 od. ä. einsetzen (kleinerer TK).

2.3. Änderung der Triggeransteuerung und des X-Eingangs

Es gibt viele Anwendungsfälle, bei denen die interne Triggeransteuerung im EO 201 mit positiver Triggerflanke völlig unzureichend ist. Da selbst eine umschaltbare Triggerflanke noch nicht befriedigt, bleibt als Ausweg nur die externe Triggeransteuerung. Bei diesen Überlegungen muß auch die Einbaumöglichkeit in das fertige Gerät berücksichtigt werden. Unter diesen Bedingungen entstand die Schaltung nach Bild 5a. Durch

Tabelle 1

S4	S3	Bu2 (X)	X-Ablenkung durch	Triggerauslösung
beliebig	X	X-Eingang	externes X-Signal	
1	Kipp	Sägezahnausgang	internen Sägezahn	interne positive Flanke
2	Kipp		internen Sägezahn	interne negative Flanke
3	Kipp	Trigger-eingang	internen Sägezahn	externe positive Flanke
4	Kipp		internen Sägezahn	externe negative Flanke

Ausnutzung des X-Eingangs und mit einem zusätzlichen Schalter S4 sind die Betriebsarten nach Tabelle 1 vorgesehen. Abhängig von der Stellung der Schalter S3 und S4 hat die X-Eingangsbuchse mehrere Aufgaben zu erfüllen. Sie wirkt gleichermaßen als Eingang und als Ausgang. In jedem Fall gelangt das an der Buchse liegende Signal zum 2stufigen Verstärker mit T2 als Impedanzwandler und T3 als Phasenspalterstufe. Dieser Verstärker ist gleichspannungsgekoppelt und hat eine Spannungsverstärkung ≈ 1 . Die Eingangsempfindlichkeit des EO 201 von etwa $0,5 \text{ V}/\text{Teil}$ bleibt damit erhalten. Der Eingang des X-Verstärkers T2019 wird jedoch bei S3 in Stellung »X« an das invertierte Signal angeschlossen, so daß die X-Auslenkung jetzt phasenrichtig erfolgt, d. h., positive Eingangsspannungen ergeben Auslenkung nach rechts.

Von der Darlington-Stufe des X-Verstärkers (MP 7) wird das Signal über T1 und S4 an die Eingangsbuchse zurückgeführt. Damit nun keine Rückwirkung auftritt, bleibt dieser Transistor über S3 in Stellung »X« gesperrt. In allen anderen Stellungen ist T1 leitend. Das am MP 7 liegende Signal, in diesem Fall der interne Kippvorgang, gelangt über R8, T1 und R2 an die X-Buchse, wenn gleichzeitig S4 in Stellung 1 oder 2 steht.

Das heißt: Solange der Oszillograf intern getriggert wird, kann an der X-Buchse der Sägezahn an $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ entnommen werden. Mit T4, abgleichbar durch R6, läßt sich dabei die Ausgangsspannung symmetrisch zu 0 V einstellen. Der Sägezahn kann u. a. zur Messung der Kippfrequenz genutzt werden, die im synchronisierten Zustand der Frequenz des dargestellten Signals entspricht oder ein ganzzahliger Teil davon ist – je nach Einstel-

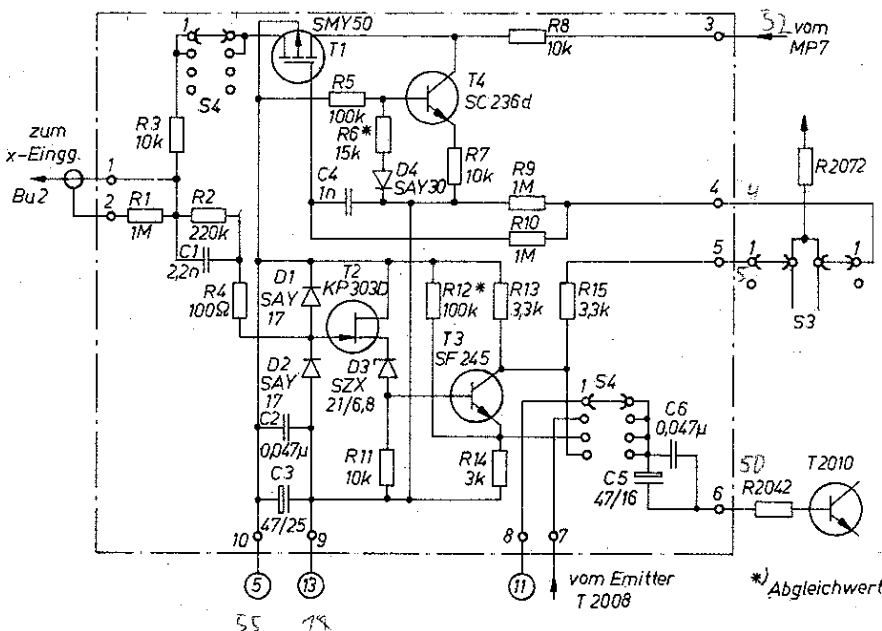


Bild 5a

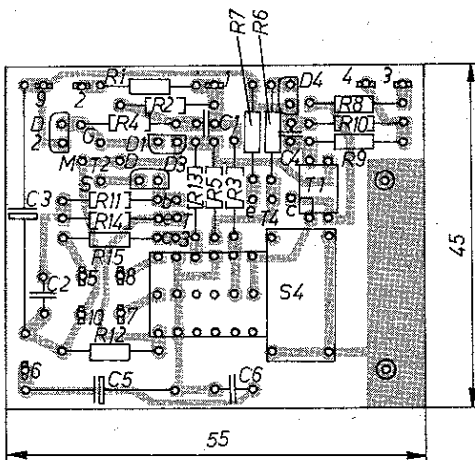
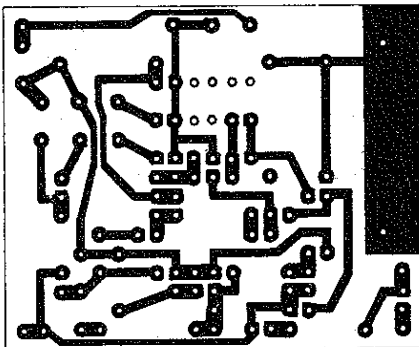


Bild 5 Triggeransteuerung und X-Eingangsverstärker:
a – Stromlaufplan; b – Leiterbild; c – Bestückungsplan

lung des Kippbereichs. Mit dem Tastteiler 10:1 und mit vorgesetzter Tastschleife mit eingebautem 1-M Ω -Vorwiderstand ist es auf diese Weise möglich, rückwirkungsfrei die Oszillatorfrequenz einer Quarzarbanduhr mit einem Zählfrequenzmesser zu messen.

Die Gleichspannungskopplung des gesamten X-Verstärkers erfordert einen Potentialabgleich. Bezugspunkt für diesen Abgleich ist die mittlere Spannung am MP 7 bei eingeschalteten Kippbereichen. Der gleiche Wert ist in Stellung »X« durch Ausschalten der Z-Diode D3 und, geringfügig, durch Abgleich mit R12 einzustellen. Bei richtigem Abgleich steht der unabgelenkte Strahl in Stellung »X« auf Mitte, wenn vorher in den Kippbereichen die Anzeige mit der X-Verschiebung auf Mitte gestellt wurde. Bei dieser Stellung läßt sich auch die volle Ausschreibung des Bildschirms erreichen. Wird dagegen der unabgelenkte Strahl an eine Bildkante verschoben, läßt sich bei minimaler X-Verstärkung (Dehnung mit R5 auf Linksanschlag) nur etwas mehr als der halbe Bildschirm mit dem Eingangssignal überschreiben. Der Grund für diese Eigenschaft liegt in der geringen Empfindlichkeit des X-Verstärkers mit T2019 bis T2023, bezogen auf die zur Verfügung stehende Speisespannung.

Hinweis: Infolge der Belastung durch den Triggereingang mit T2010 ist die Empfindlichkeit des X-Eingangs geringfügig von der Stellung des Schalters S4 (Stellung 3 und 4) abhängig. Von der Triggeransteuerung im EO 201 wurden C2013 und C2014 entfernt. Angesteuert wird jetzt über S4. In Stellung 1 werden von T2006 das positive, in Stellung 2 von T2006 das negative Y-Signal zur internen Triggeransteuerung über C5, C6 und R2042 an T2010 geschaltet. Extern wird über den 2stufigen Verstärker nach Bild 5 in gleicher Weise gesteuert, bei Stellung 3 mit positivem und in Stellung 4 mit negativem Eingangssignal. Eine weitere Stellung zur Triggerung mit Netzfrequenz ist denkbar, wurde jedoch nicht vorgesehen. Die maximale Eingangs-

spannung am X-Eingang ist begrenzt durch die Speisespannungen, also etwa $\pm 7\text{ V}$. Bei betragsmäßig größeren Werten wird D1 oder D2 leitend. Dieser Fall führt zu den in Abschnitt 2.2 angesprochenen Fehlströmen. Deshalb überzeuge man sich vorher, ob die anzuschließende Triggerquelle diesen Bedingungen genügt.

Einige Überlegungen zur Unterbringung des Schalters S4 führten schließlich zum Miniaturdrehschalter für gedruckte Leiterplatten, der mit der Leiterplatte an Stelle der zweiten Widerstandsbahn an einen umgebauten Doppelschichtdrehwiderstand nach TGL 9102 montiert wurde. Bild 5b zeigt die Leitungsführung für diese Leiterplatte (Bestückung nach Bild 5c). An Stelle des X-Verstärkungsstellers und versehen mit seiner Widerstandsbahn fand die Einheit schließlich im Gerät Platz. Die danebenliegende Lampenfassung verhindert den Einbau und muß entfernt werden. Die Betriebsanzeige übernimmt jetzt eine VQA 13 nach Bild 6a aus der 15-V-Strecke der Stromversorgung. Sie läßt sich aber auch (dafür ist D2 vorgesehen) wie vorher die Lampe aus dem Heizkreis speisen. In diesem Fall liegt aber die hohe negative Spannung an der Leiterplatte. Für beide Anwendungsfälle zeigt Bild 6b die Leitungsführung und Bild 6c die Bestückung.

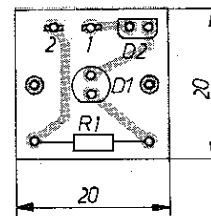
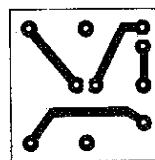
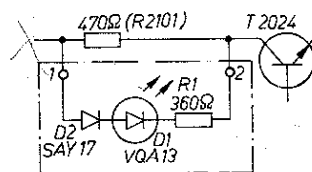


Bild 6 Betriebsanzeige mit LED: a – Stromlaufplan; b – Leiterbild; c – Bestückungsplan

2.4. Unterbrechung der Dunkelsteuerung bei X-Ablenkung

Während des Betriebs als X-Y-Anzeigergerät kommt es beim EO 201 immer wieder zur kurzzeitigen Dunkelsteuerung der Anzeige. Das hat seinen Grund in der Triggeransteuerung, die, vom Y-Signal abgeleitet, nach wie vor dem Kippenteil zugeführt wird. Dabei kann der auf »X« stehende Schalter S3 in der Originalbeschriftung nicht verhindern, daß die Kippschaltung anspricht und über T2018 die Anzeige dunkelsteuert. Unter ungünstigen Umständen löscht die Dunkelsteuerung einzelne Signalteile vollständig aus.

Mit der geringfügigen Schaltungsänderung nach Bild 7 läßt sich diese Eigenart leicht beseitigen. Über S3 wird jetzt in Stellung »X« die Basis von T2014 nach Punkt 13 kurzgeschlossen, so daß die Triggeransteuerung keinen Einfluß auf die Anzeige mehr hat.

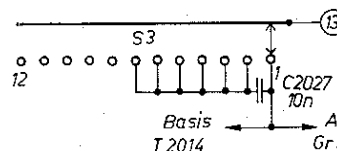


Bild 7 Schaltungsänderung zur Unterbrechung der Dunkelsteuerung bei X-Y-Betrieb

2.5. Stromversorgung für externe Geräte

Es liegt nahe, externe Geräte mit geringem Eigenstrombedarf, wie aktive Tastköpfe usw., aus dem Grundgerät, d. h. dem EO 201, direkt zu betreiben. Auf der Suche nach einer geeigneten Buchse fiel die Wahl schließlich auf die 5polige Diodenbuchse. Neben Masse und $\pm U_B$ lassen sich mit dieser Buchse auch noch X- und Y-Eingangsspannung übertragen. Dabei stört aber das kapazitive Übersprechen zwischen den beiden Eingängen innerhalb der Buchse. Daher wurde ein geerdeter Mittelstift im Zentrum der Buchse eingebracht, der das Übersprechen wirksam vermindert. Für einen aktiven Tastkopf od. ä. ist jetzt lediglich eine Zuleitung erforderlich.

Um die Diodenbuchse unterzubringen, wurde die X-Eingangsbuchse durch eine 50- Ω -Buchse ersetzt. Die Diodenbuchse tritt an die Stelle der nebenliegenden Massebuchse, wobei die linke Kante der ursprünglichen Bohrung in der Frontplatte mit der linken Kante der neuen Bohrung zusammenfällt. Bild 8 zeigt die Belegung der Buchse. Die positive Speisespannung enthält Reste der Kippspannung und wird deshalb mit C1, R1 zusätzlich gesiebt.

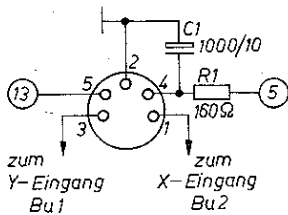


Bild 8 Stromversorgung für externe Geräte

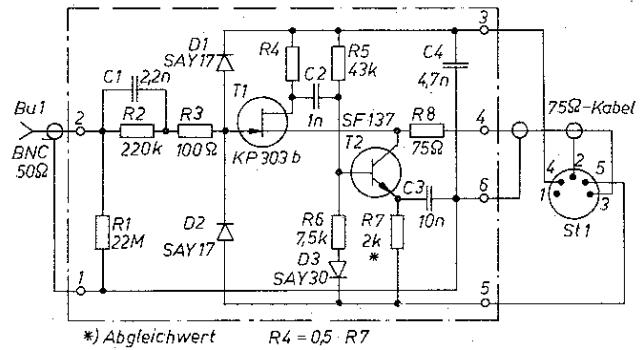
3. Zusatzgeräte für Oszillografen

Im folgenden wird eine Reihe von Zusatzgeräten beschrieben, die unter besonderer Berücksichtigung der im vorangegangenen Text beschriebenen Änderungen am EO 201 entstanden sind. Für den Einsatz bei anderen Geräten müssen unter Umständen kleinere Korrekturen, aber auch der Selbstbau von Stromversorgungsstellen in Kauf genommen werden.

3.1. Aktiver Tastkopf, $V = 1$

Dieser Tastkopf ist besonders für Signalquellen mit kleinen Spannungen vorgesehen, die nur wenig belastet werden dürfen und bei denen der Einsatz des Tastteilers 10:1 zu große Spannungsdämpfung verursacht, also etwa im Bereich zwischen 10 und 500 mV. Der Belastungswiderstand des Tastkopfs besteht aus dem Eingangswiderstand des Oszillografen und aus der Zuleitung, ist also vorwiegend kapazitiv. Um auch mit kleinen Speiseströmen noch hohe Umladungsgeschwindigkeiten an diesen Kapazitäten zu erreichen, wurde die Schaltung nach Bild 9a entworfen. Sie enthält den Impedanzwandler T1 mit seinem Arbeitswiderstand T2. Dieser wird zusätzlich vom Drainanschluß des T1 gesteuert. Für die positive Flanke wird also T1 niederohmig und für die negative T2. Der Ausgangswiderstand der Schaltung bleibt damit für beide Flanken des Eingangssignals niederohmig und sichert die schnelle Umladung der Lastkapazität innerhalb eines Zeitraums von etwa 50 ns. Der Längswiderstand R8 paßt den niederohmigen Ausgang an die 75- Ω -Zuleitung an. Er ist erforderlich, um die am hochohmigen Oszillografeneingang reflektierten Wellen zu absorbieren. Mit steigender Eingangsspannung ($U_e > 0,5$ V) und bei großer Flankensteilheit wird die Gate-Source-Strecke während der positiven Flanke leitend. Der Grund dafür liegt in der kapazitiven Belastung und in der endlichen Steilheit des FET. Die Leitfähigkeit führt zum Richtstrom (Audioneffekt) an R2 und am Quellwiderstand des Meßobjekts. Der dadurch hervorgerufene Spannungsabfall verschiebt die Anzeige ins Negative. Ist der Quellwiderstand für den Richtstrom nichtlinear (z. B. unbelastete TTL-Gatter), kann der Richtstrom einen zu hohen H-Pegel vortäuschen. Wenn diese Eigenschaft nicht stört bzw. bei geringen Flankensteilheiten des Eingangssignals kann der Tastkopf selbstverständlich auch Eingangsspannungen von $U_e = \pm 5$ V verarbeiten.

Der Transistor T1 ist auf $U_{GS} \approx 0$ V bei $I_D = 1$ mA auszusuchen. Der Abgleich auf $U_{GS} = 0$ V ± 20 mV wird am fertigen Objekt



*) Abgleichwert $R4 = 0,5 \cdot R7$

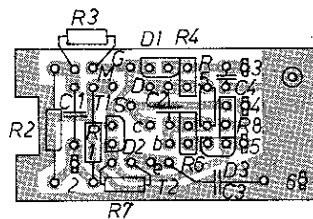
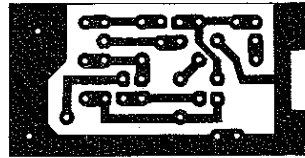


Bild 9 Aktiver Tastkopf, $V = 1$:
a - Stromlaufplan;
b - Leiterbild;
c - Bestückungsplan

mit R7 vorgenommen. Dieser Abgleich ist erforderlich, um bei hoher Eingangsempfindlichkeit den Gleichstromeingang benutzen zu können. Die Schutzdioden D1, D2 am Eingang müssen geringe Sperrströme aufweisen, da die Differenz der Sperrströme an R1 und R2 einen Spannungsabfall erzeugt, der zur Anzeige beiträgt und sie bei offenem Eingang im Extremfall aus dem Anzeigebereich schiebt.

Der mechanische Aufbau des Tastkopfs richtet sich nach den jeweiligen Gegebenheiten. Bild 9b zeigt die Leitungsführung, Bild 9c die Bestückung für eine Ausführung mit BNC-Buchse am Eingang. Sie läßt sich in ein Rohr mit etwa 23 mm Durchmesser einbauen. Ausgangsseitig ist ein Diodenstecker nach Abschnitt 2.5 montiert.

Selbstverständlich darf beim Anschluß des Tastkopfs an den Oszillografen keine Leitung an den Y-Eingang angeschlossen werden.

3.2. Aktiver Tastkopf, $V = 100$

Für Anwendungen in der NF-Technik, z. B. als Eingangsstufe für Gleichrichtertastköpfe, ist die Eingangsempfindlichkeit des Oszillografen oft unzureichend. Abhilfe bringt ein Verstärkertastkopf mit 100facher Spannungsverstärkung. In Verbindung mit dem EO 201 ergibt sich eine Eingangsempfindlichkeit von 100 μ V/Teil. Sie liegt damit bereits im Bereich hochempfindlicher Oszillografen. Der begrenzte schaltungstechnische Aufwand, der im Tastkopf unterzubringen ist, verbietet dabei die Übertragung des Gleichspannungsanteils der Eingangsspannung. Bild 10a zeigt die ausgeführte Schaltung. Dem Differenzverstärker, gebildet aus dem FET T1 und dem bipolaren Transistor T2, schließt sich die Ausgangsstufe T3 an. Die Gegenkopplung führt vom Ausgang über R4 zur Basis von T2. Während der Gleichspannungsanteil voll gegengekoppelt wird, vermindert sich die Wechselspannungsgegenkopplung entsprechend der Ableitung durch R5. Mit diesem wird die Verstärkung auf $V = 100$ eingestellt. Der Kondensator C3 leitet das kapazitive Übersprechen an R4 ab. Er wird in üblicher Weise auf einwandfreie Übertragung eines 1-kHz-Rechtecksignals abgeglichen. Dieser Kondensator ist in der Leitungsführung nach Bild 10b (Bestückung nach Bild 10c) nicht enthalten. Er wird auf die Leiterseite gelötet, ebenso wie die Widerstände R7a und R7b, mit denen bei Bedarf die Ausgangsspannung auf $U_a = 0$ V ± 20 mV abgeglichen werden kann. In diesem Fall braucht man den Oszillografeneingang bei angeschlossenem Tastkopf nicht auf Wechselspannungskopplung umzuschalten. Übersteigt die Ausgangsspannung jedoch den Wert $|U_a| = 0,5$ V, sollte der Ab-

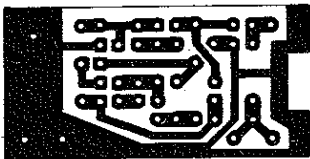
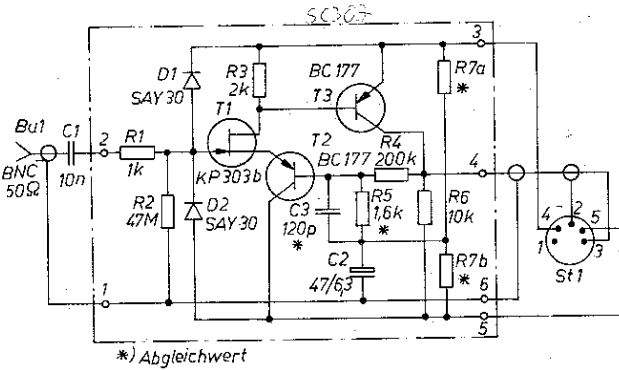
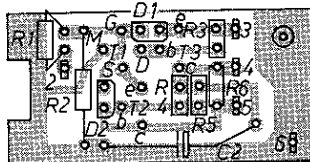


Bild 10 Aktiver Tastkopf, $V = 100$:
 a – Stromlaufplan;
 b – Leiterbild;
 c – Bestückungsplan



gleich durchgeführt werden, um den maximalen Ausgangsspannungshub von ± 5 V nicht einzuschränken. Bei richtigem Abgleich beträgt die maximale Eingangsspannung $U_e = 50$ mV; die 3-dB-Grenzen des Frequenzbereichs liegen bei 2 Hz und 500 kHz.

Hinsichtlich der Schutzdioden am Eingang gelten die Ausführungen in Abschnitt 3.1. entsprechend, ebenso für den mechanischen Aufbau

3.3. Vorsteckteiler 10:1

Der Vorsteckteiler mit BNC-Buchse am Eingang und BNC-Stecker am Ausgang soll in der Lage sein, sowohl den Eingangsspannungsbereich des X-Eingangs zu erweitern als auch den Teilerfaktor des Tastteilers 10:1 (Zubehör zum EO 201) auf

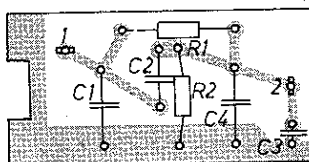
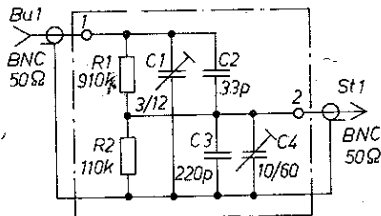


Bild 11 Vorsteckteiler: a – Stromlaufplan; b – Leiterbild; c – Bestückungsplan

100:1 zu erhöhen. Aus diesem Grund wurden sein Eingangswiderstand und seine Eingangskapazität den Werten des Y-Eingangs angepaßt. Bild 11a zeigt die Dimensionierung. Mit C_4 stellt man den Teilerfaktor für die hohen Frequenzen ein (Abgleich auf exakte Übertragung eines Rechtecksignals von etwa 1 kHz); mit C_1 wird danach die Eingangskapazität auf den Wert des Oszillografeneingangs abgeglichen. Praktisch gleicht man diesen Kondensator mit vorgeschaltetem Taster 10:1 ebenfalls auf exakte Rechteckimpulse ab. Der Taster muß zuvor kontrolliert und, wenn nötig, nachgeglichen werden. Bild 11b zeigt die Leitungsführung, und Bild 11c gibt die Bestückung für eine Ausführung ähnlich dem mechanischen Aufbau der aktiven Tastköpfe nach Abschnitt 3.1 und 3.2. wieder.

3.4. Vorsteckkondensator

Der einschaltbare Kondensator am Y-Eingang trennt beim EO 201 die überlagerte Gleichspannung nicht ausreichend ab, wenn sie hohe Werte erreicht und gleichzeitig eine hohe Eingangsempfindlichkeit erforderlich ist. Über den Spannungsteiler, gebildet aus dem Isolationswiderstand des Kondensators und dem Eingangswiderstand des Y-Verstärkers, gelangt dann ein so hoher Gleichspannungsanteil an den Verstärker, daß er die Anzeige aus dem Anzeigebereich verschiebt. Für diesen Fall und auch für den Einsatz beim veränderten X-Eingang nach Abschnitt 2.3 ist der Vorsteckkondensator nach Bild 12 vorgesehen.

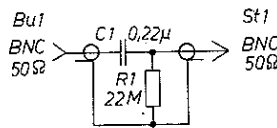


Bild 12 Vorsteckkondensator

Er enthält am Ausgang den Widerstand R_1 , der die Isolationsströme von C_1 nach Masse ableitet, ohne den Eingangswiderstand des angeschalteten Oszillografen wesentlich zu verfälschen. In Verbindung mit dem Kondensator am Y-Eingang ergibt sich jetzt eine ausreichende Gleichspannungsdämpfung

3.5. Gleichrichterschaltung

Die Gleichrichterschaltung nach Bild 13 erweitert den Frequenzbereich der Anzeige mit dem Oszillografen. Bei geeignetem Aufbau des Gleichrichters läßt er sich dann, z. B. als Signalverfolger,

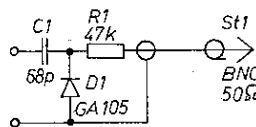


Bild 13 Gleichrichterschaltung

bis in den UHF-Bereich einsetzen. Kurze Verbindungen vom Eingang über C_1 und D_1 nach Masse sind dazu Voraussetzung. Am besten eignet sich ein unarmierter Scheibenkondensator (ohne Anschlußdrähte) für C_1 , an dem auf der einen Seite der Eingang (z. B. kurze Gewindebuchse), auf der anderen Seite D_1 und R_1 direkt angelötet werden können. Der Gleichrichter zeigt die Hüllkurve der HF-Eingangsspannung vollständig an, wenn er direkt vor den Y-Eingang geschaltet wird, erreicht aber keine große HF-Empfindlichkeit.

Schließt man ihn dagegen über den aktiven Tastkopf nach Abschnitt 3.2 an den Oszillografen an, dann wird der Gleichspannungsanteil der Hüllkurve abgetrennt, und die HF-Empfindlichkeit erhöht sich. Sie erreicht Werte von etwa 5 mV/Teil für 100% modulierte HF-Spannungen

4. Meßeinrichtung für nichtlineare Verzerrungen an NF-Verstärkern

Unter amateurmäßigen Bedingungen ist es nicht leicht, den Klirrgrad von NF-Verstärkern, Magnetbandgeräten usw. zu bestimmen. Dazu ist neben einem klirrarmer Sender mit einem Oberwellengehalt von $<0,1\%$ ein Klirranalysator (selektiver Empfänger) zur Messung der Einzelklirrgrade bzw. ein Klirrfaktor-meßgerät nötig, um den Summenklirrgrad der Ausgangsspannung der Prüflinge zu erfassen.

Einfacher läßt sich der Intermodulationsgrad von NF-Verstärkern bestimmen. Unter Intermodulation versteht man die Modulation einer höheren Frequenz mit einer niedrigeren an der nichtlinearen Kennlinie des Prüflings. Praktisch ermittelt dieses Verfahren die Verstärkungsänderung innerhalb des Aussteuerbereichs, d. h., es zeigt die Steilheitsänderung der Verstärkerkennlinie an. Die Messung des Intermodulationsgrads an Stelle des Klirrgrads ist auch deshalb von Bedeutung, weil die Intermodulationsprodukte das Klangbild weitaus stärker stören, als es durch die Angabe des Klirrgrads ausgedrückt werden kann. Häufig findet man deshalb in den technischen Kennwerten von Verstärkeranlagen auch Angaben zum Intermodulationsgrad. Klirr- und Intermodulationsgrade werden in Prozent angegeben. Die Messung der Intermodulation liefert die zahlenmäßig größeren Werte. Verstärker mit 1% Klirrgrad können durchaus Intermodulationswerte von 5% aufweisen.

Zur Messung des Intermodulationsgrads sind 2 Sender erforderlich, deren Ausgangsspannungen überlagert werden. Dabei ist zu beachten, daß es nicht bereits bei der Überlagerung z. B. durch die Nichtlinearität der Ausgangskennlinie der Generatoren zur unerwünschten Intermodulation kommt. Deshalb werden beide Sender über eine Frequenzweiche zusammengeschaltet (Bild 14).

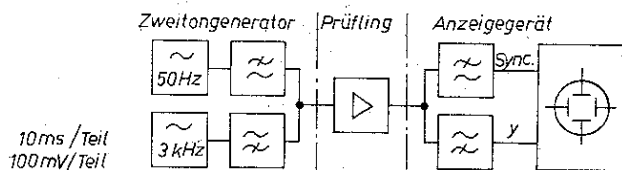


Bild 14 Prinzip der Intermodulationsgradmessung

Nachdem das auf diese Weise erzeugte Meßsignal den Prüfling passiert hat, trennt eine weitere Frequenzweiche die beiden Frequenzen wieder. Die höhere Frequenz lenkt dabei in Y-Richtung aus, die niedrigere lenkt entweder in X-Richtung aus (Modulationstrapez), oder sie synchronisiert die Kippspannung des angeschlossenen Oszillografen. Auf diese Weise ist es sogar möglich, die Intermodulation bei Magnetbandgeräten über Band zu messen. Mit einiger Übung gelingt auch die Einstellung der Vormagnetisierung. Diese soll gerade so groß sein, daß bei maximaler Aussteuerung die Intermodulation hinreichend klein ist. Zu hohe Vormagnetisierungsströme bringen im allgemeinen zwar eine höhere Aussteuerbarkeit und eine geringere Intermodulation, verringern aber die obere Grenzfrequenz.

An die beiden Generatoren werden hinsichtlich des Eigenklirrgrads keine hohen Anforderungen gestellt. Ihre Frequenzen betragen üblicherweise $f_1 = 50 \text{ Hz}$ und $f_2 = 3 \text{ kHz}$. Das Amplitudenverhältnis am Ausgang der Frequenzweiche wird auf $U_1/U_2 = 0,25$ eingestellt.

Wie leicht Intermodulation entsteht, mag das Beispiel nach Bild 15a vermitteln. An den Zweitongenerator nach Abschnitt 4.1. (Quellwiderstand etwa $10 \text{ k}\Omega$) wird der Oszillograf über die Frequenzweiche nach Abschnitt 4.2. angeschlossen. Als Prüfling wird die hochohmige Gleichrichterschaltung über den Vorwiderstand R_v angeschlossen. Bei maximaler Ausgangsspannung am Zweitongenerator und mit $R_v = 0 \Omega$ ergibt sich eine Intermodulation von 16%, dargestellt in Bild 15b. Erhöht man den Vorwiderstand auf $100 \text{ k}\Omega$, beträgt die Intermodulation immer noch 3,5% (Bild 15c). An diesem einfachen Beispiel erkennt man bereits, wie wichtig die Messung der Intermodulation ist, auch wenn nur eine hochohmige Gleichrichterschaltung an einen NF-Ausgang angeschlossen werden soll.

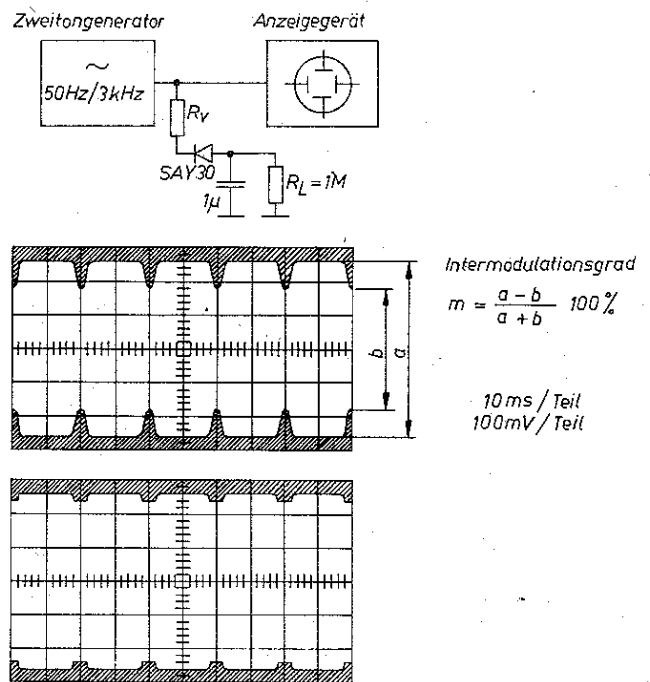


Bild 15 Intermodulation durch eine Gleichrichterschaltung: a – Stromlaufplan; b – Oszillogramm für $R_v = 0 \Omega$; c – Oszillogramm für $R_v = 100 \text{ k}\Omega$

4.1. Zweitongenerator

Bild 16a zeigt den vollständigen Zweitongenerator. Er besteht aus den beiden Generatoren mit zugehöriger Frequenzweiche, dem Ausgangsspannungssteller und der Stromversorgung. Jede der beiden Frequenzen wird mit einem Wien-Robinson-Generator erzeugt. Als Verstärker wirkt je ein A 109, der, am Beispiel des 3-kHz-Generators, mit R_8 und R_9 auf eine Verstärkung von $V = 100$ eingestellt ist. Die erforderliche Verstärkung beträgt $V = 3$, bedingt durch das Wien-Glied R_1, R_2, R_6 und C_1, C_2 . Das einstellbare Dämpfungsglied R_3 und T_1 dämpft die überschüssige Verstärkung. Die Gleichrichterschaltung mit D_1 liefert die notwendige Stellspannung für den Transistor. Der Spitzenwert der Ausgangsspannung am A 109 stellt sich dabei automatisch auf einen Wert ein, der hauptsächlich durch die Schwellspannungen des FET und der Gleichrichterdiode gebildet wird. Die Ausgangsspannung beträgt etwa 10 V , abhängig vom Exemplar des FET.

Der Eigenklirrgrad des Generators wird durch die Nichtlinearität des Stelglieds T_1 bestimmt. Durch die gewählte Schaltung ist die Wechselspannung am Drain, d. h. die Aussteuerung des Drain-Source-Widerstands, bereits gering, und es kann ein niedriger Oberwellengehalt der Ausgangsspannung erwartet werden. Eine weitere Verbesserung bringt die zusätzliche Steuerung des Substratanschlusses mit der Drainspannung, in diesem Fall am niederohmigen Anschluß für den invertierenden Eingang des A 109 abgegriffen. Legt man den Substratanschluß an einen Punkt höherer Spannung, z. B. an einen Abgriff an R_8 , so läßt sich der Klirrgrad sogar auf Minimum abgleichen. In der vorliegenden Schaltung ist das jedoch nicht erforderlich.

Die Ausgangsspannung gelangt über den Hochpaß mit C_{14}, C_{15} und R_{24} sowie über den einstellbaren Widerstand R_{23} zum Ausgangsspannungssteller R_{26} , gleichzeitig mit der Ausgangsspannung des zweiten Generators mit IS_2 , die über den Tiefpaß mit R_{21}, R_{22} und C_{13} zugeführt wird. Hoch- und Tiefpaß bilden die Frequenzweiche zur Entkopplung der beiden Generatoren. Mit dem Schalter S_1 kann das 3-kHz-Signal auch getrennt entnommen werden, z. B. für Einsatzfälle nach Abschnitt 5. Unabhängig von der Schalterstellung beträgt die maximale Ausgangsspannung U_{ss} etwa 8 V . Die Widerstände R_{27}, R_{28} bewirken, daß sich der Ausgangswiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ nur wenig ändert, wenn man R_{26} betätigt.

Die Stromversorgung besteht aus einem einfachen, mit Z-Dioden D_5, D_6 stabilisierten Netzteil mit schutzisoliertem Transformator (Zweischenkeltyp), wie man ihn in tragbaren Rundfunkempfängern anwendet.

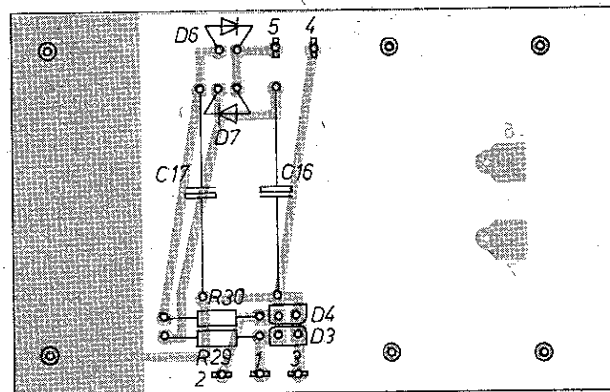
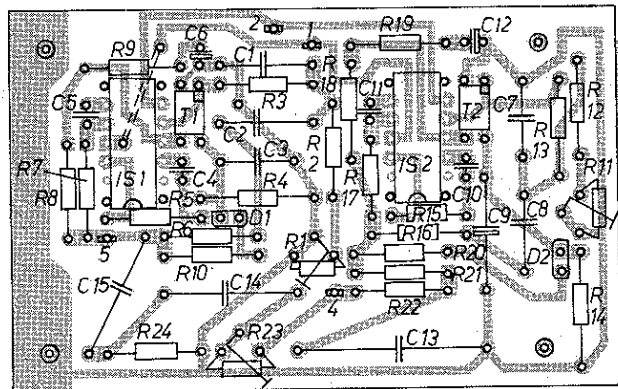
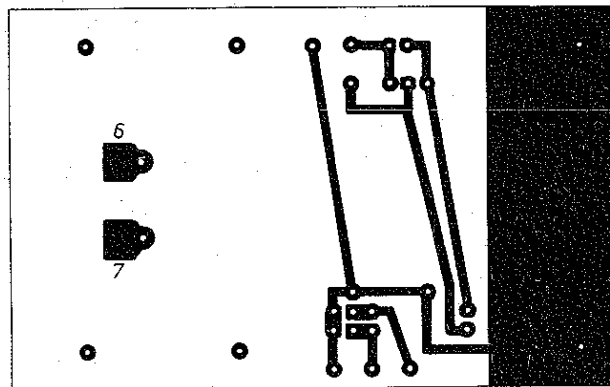
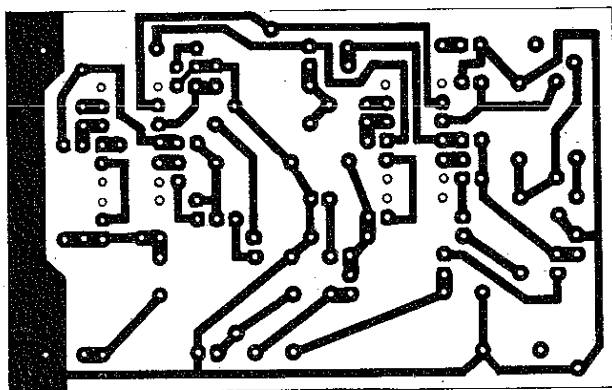
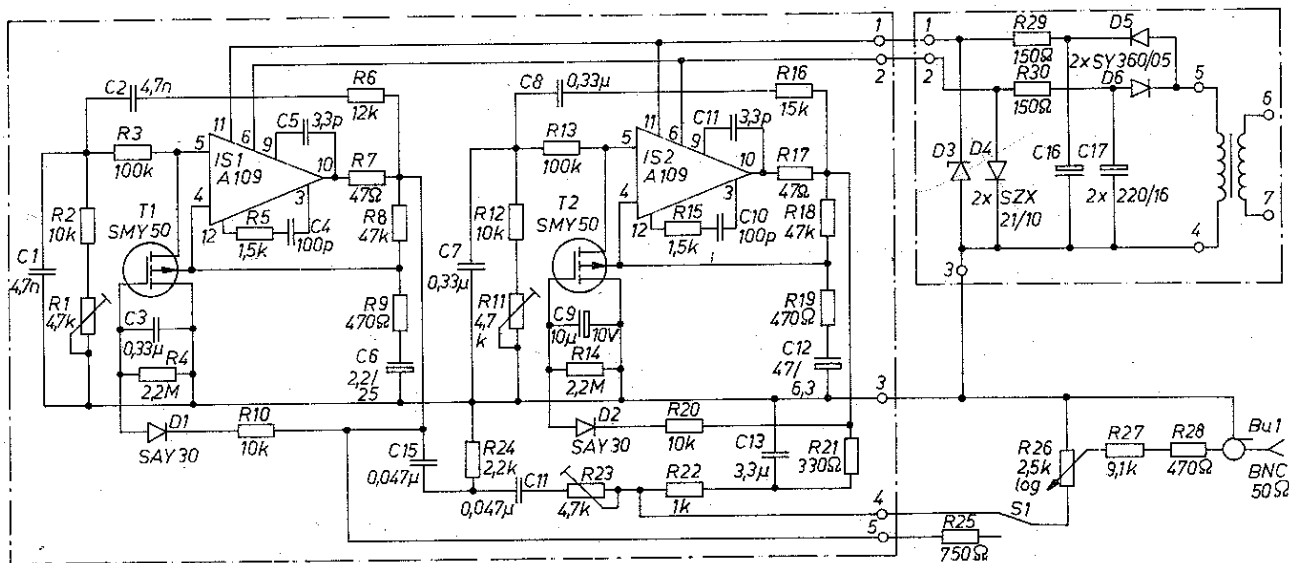


Bild 16b zeigt das Leiterbild für die beiden Generatoren; den Bestückungsplan gibt Bild 16c wieder; für die Stromversorgung gelten Bild 16d und Bild 16e. Beim Nachbau ist darauf zu achten, daß alle Netzspannung führenden Leitungen mechanisch festgelegt und daß ihre Lötstellen vollständig mit Isoliermaterial bedeckt werden

Der Abgleich des Zweitongenerators ist denkbar einfach. Nach der Frequenzeinstellung (3 kHz mit R1, 50 Hz mit R11) wird mit R23 die 3-kHz-Amplitude auf genau 25% der 50-Hz-Amplitude mit dem Oszillografen eingestellt.

Bild 16 Zweitongenerator mit Stromversorgung: a – Stromlaufplan; b – Leiterbild des Zweitongenerators; c – Bestückungsplan des Zweitongenerators; d – Leiterbild der Stromversorgung; e – Bestückungsplan der Stromversorgung

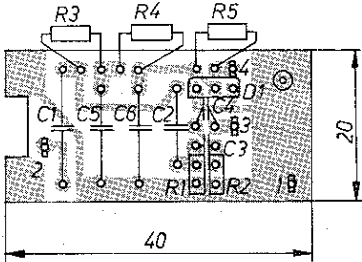
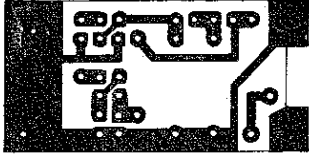
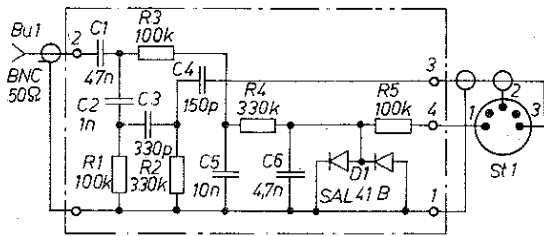


Bild 17 Frequenzweiche 50 Hz/3000 Hz: a – Stromlaufplan; b – Leiterbild; c – Bestückungsplan

4.2. Frequenzweiche 50 Hz/3000 Hz

Die Frequenzweiche nach Bild 17a besteht aus einem RC-Hochpaß für die Frequenz 3 kHz und aus einem RC-Tiefpaß für 50 Hz. Wichtigste Eigenschaft der Frequenzweiche ist die ausreichende Abtrennung der 50-Hz-Anteile vom 3-kHz-Signal. Läßt man einen Rest von 0,3% zu, dann ergibt sich wegen des 4fachen Amplitudenwerts des 50-Hz-Signals eine Mindestdämpfung von 63 dB relativ zum 3-kHz-Signal. Dagegen genügen beim Tiefpaß zur Dämpfung der 3-kHz-Anteile bereits 29 dB.

Zur Einhaltung der Dämpfungsforderungen ist der Hochpaß 3stufig mit unterschiedlichen R- und C-Werten aufgebaut, um die einzelnen Zeitkonstanten genügend gegeneinander zu entkoppeln. Die erreichbare Dämpfung liegt dann bei 18 dB/Oktave, die des 2stufigen Tiefpasses entsprechend bei 12 dB/Oktave.

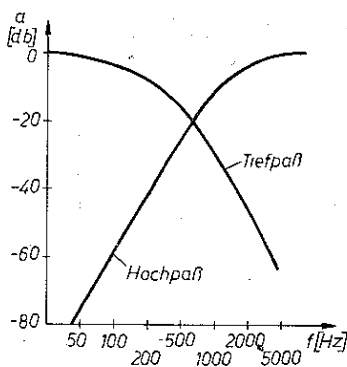


Bild 18 Dämpfungsverlauf der Frequenzweiche nach Bild 17

Bild 18 zeigt den relativen Dämpfungsverlauf der Frequenzweiche. Die Grunddämpfung beträgt etwa 8 dB bei Belastung mit dem EO 201.

Der Eingangsspannungsbereich reicht, je nach Triggerempfindlichkeit des Oszillografen, von $U_{ss} \approx 0,5$ bis ≈ 150 V. Bei hohen Eingangsspannungen verhindert D1 die Übersteuerung des Synchronisations-(X-)Eingangs.

Bild 17b zeigt die Leitungsführung, Bild 17c die Bestückung für eine Frequenzweiche, die der mechanischen Ausführung der Tastköpfe nach Abschnitt 3.1. und Abschnitt 3.2. gleicht.

5. Geschwindigkeitskontrolle an Magnetbandgeräten

Bei Reparatur- und Wartungsarbeiten an Magnetbandgeräten sollte auch das mechanische Antriebssystem kontrolliert werden. Ein Testband mit einer 3-kHz-Meßfrequenz bildet die Grundlage dafür. Zu seiner Herstellung läßt sich z. B. der Zweitongenerator nach Abschnitt 4.2. vorteilhaft einsetzen.

Wer sich bei der Wiedergabe des Testbands nicht einfach mit dem Abhören begnügen will, sollte sich einen speziellen Frequenz-Spannungs-Wandler aufbauen, in diesem Fall einen FM-Demodulator, mit dem die Bandgeschwindigkeit und ihre Änderungen, also die Gleichlauffehler, für die oszillografische Darstellung in Amplitudenänderungen umgeformt und gemessen werden können. Diese dadurch erfaßte Frequenzdifferenz zwischen der mit einem einwandfreien Gerät aufgezeichneten Meßfrequenz und der Wiedergabe über den Prüfling läßt sich in 4 Bereiche unterteilen (Tabelle 2). Am Ausgang des Demodulators erscheint das gesamte Spektrum. Wollte man die einzelnen Bereiche getrennt erfassen, müßte man entsprechende Filter nachschalten. Da jedoch die unangenehmsten Störungen bei der Wiedergabe von Tonaufzeichnungen im Bereich des Jaulens liegen, ist es ausreichend und zweckmäßig, die Frequenzanteile über etwa 20 Hz durch einen nachgeschalteten Tiefpaß zu dämpfen, um die tiefen Frequenzen ungestörter sichtbar zu machen.

Tabelle 2

Frequenzdifferenz	Bezeichnung	Höreindruck
< 0,5 Hz	Langzeitdrift (Schlupf)	konstanter oder sich langsam ändernder Versatz der Tonhöhe
0,5 – 10 Hz	Wow (Jaulen)	Schwankungen der Tonhöhe
10 – 100 Hz	Flutter (Flattern)	rauer Ton
> 100 Hz	Scrape flutter (Kratzen)	zusätzliches Geräusch

5.1. 3-kHz-FM-Demodulator

Dem FM-Demodulator ist nach Bild 19 ein 2stufiger übersteuerter Verstärker mit T1 und T2 vorgeschaltet. Er verstärkt die Eingangsspannung und begrenzt sie am Kollektor von T2 auf $U_{ss} \approx 12$ V im Leerlauf. Sein Quellwiderstand ist jedoch nicht konstant, er schwankt zwischen dem Wert von R4 (T2 gesperrt) und etwa Kurzschluß (T2 leitend). Diese Eigenschaft gleicht die Kombination R5 und D3 aus. Während der Leitphase von T2 sind jetzt R5 und T2 als Quellwiderstand wirksam, während der Sperrphase R4 und D3.

Der Demodulator arbeitet als Phasendiskriminator mit kapazitiver Spannungseinkopplung über C5. Die Summe der Spannung an L1 und je einer phasenabhängigen Teilspannung an L2 wird mit den beiden Gleichrichterschaltungen D4, C7 und D5, C6 gleichgerichtet. Davon wird die Spannungsdifferenz durch R7 und R8 gebildet und dem Ausgang zugeführt. Der Kondensator C8 dämpft dabei nur die restlichen 3-kHz-Frequenzanteile.

Bei einer Stromversorgung für den Begrenzer nach den Angaben in Abschnitt 2.5. kann über die parallelgeschaltete Y-Eingangsbuchse der Kondensator C8 leicht bei Bedarf vergrößert werden, um die höherfrequenten Anteile des Ausgangssignals stärker zu dämpfen.

Diese Schaltung wurde an einem Versuchsaufbau erprobt, bei dem die Spulen L1 und L2 durch Schalenkerne 11×6 , $A_1 = 800$ (ohne Luftspalt), Manifer 163, realisiert sind. Um diese Kerne abgleichen zu können, wurden die Ecken nach Bild 20 abgeschliffen. Je mehr dabei abgeschliffen wird, um so größer ist die Variation der Induktivität. Die untere Schalenkernhälfte klebt man später auf der Leiterplatte fest, die obere wird drehbar befestigt. Durch Verdrehen ändert sich der durch das Abschleifen entstandene Luftspalt am äußeren Ring des Schalenkerns und damit die Induktivität der Spule. Solche Spulen eignen sich gut für Versuchsaufbauten. Sie sind klein und haben einen großen

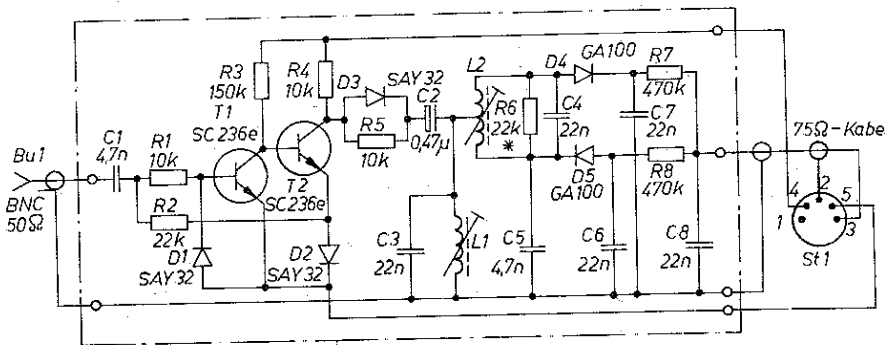


Bild 19
Begrenzer mit Dis-
kriminators

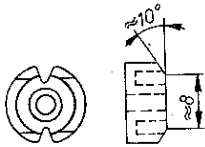


Bild 20 Schalenkernhälfte mit abgeschliffenen Ecken

Abgleichbereich. Allerdings weisen sie keine gute zeitliche und thermische Konstanz auf. Die beiden Spulen haben folgende Wickeldaten: $L1 - 360$ Wdg, $0,09$ -mm-CuL; $L2 - 2 \times 180$ Wdg, $0,09$ -mm-CuL, bifilar.

Zum Abgleich legt man an den Eingang eine Spannung von $U_e > 0,5$ V, z. B. aus dem Zweitongenerator nach Abschnitt 4.2., der auf 3 kHz geschaltet ist. $L2$ wird auf $U_1 = 0$ V abgeglichen. Zum Abgleich von $L1$ oszillografiert man zweckmäßig die Spannung am Kollektor T2 und stellt Anfang und Ende der sinusförmigen Halbwelle auf gleiche Höhe ein. Diese entsteht an $R4$ während der Sperrphase von T2 (positive Halbwelle) durch Rückwirkung des Schwingkreises $L1, C3$. Wegen der Sättigung von T2 während der negativen Halbwelle ist die Rückwirkung dort nicht sichtbar. Für den Abgleich der Empfindlichkeit ist $R9$ vorgesehen. Mit ihm wird eine Ausgangsspannungsänderung von 100 mV für 1% Frequenzänderung eingestellt. Gleichlauffehler von $0,1\%$ lassen sich dann mit dem EO 201 noch gut auswerten. Bild 21 zeigt die Diskriminatorskurve des abgeglichenen Versuchsaufbaus.

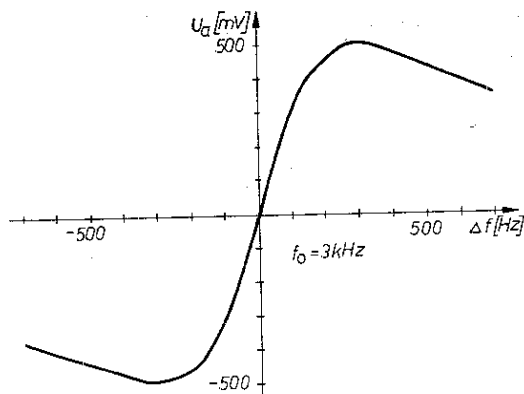
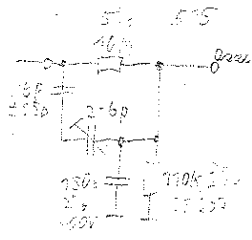


Bild 21 Kennlinie des Diskriminators nach Bild 19

Literatur

- [1] Anders, R.: Einstrahl-Oszilloskop EO 201, Schaltungssammlung für den Amateur, 2. Lieferung, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1979
- [2] ...: Transistor-NF-Verstärker für hohe Wiedergabegüte, Telefunken-Laborbuch Band 2, 3. Ausgabe 1964, Franzis-Verlag München
- [3] ...: Messen von Gleichlaufschwankungen, Funk-Technik 33 (1978) Heft 17, Seite 281
- [4] ...: Bedienungsanleitung Einstrahl-Oszilloskop EO 201, VEB Radio und Fernsehen Karl-Marx-Stadt

Te. no. 100 1





1. Einleitung

Das im folgenden beschriebene Gerät wurde zur Messung von Gleichspannungen, ohmschen Widerständen und Frequenzen entwickelt. Grundbaustein ist ein mit TTL-Schaltkreisen und 7-Segment-Anzeigen aufgebauter Frequenzzähler, der mit einem Spannungs-Frequenz-Umsetzer sowie einem Widerstands-Spannungs-Wandler zu einem digitalen Vielfachmeßgerät erweitert wurde. Bei allen Meßarten wird 4stellig angezeigt. Im Vergleich zu üblichen 3½stelliger Anzeigen wird bei der Spannungsmessung eine höhere Genauigkeit erreicht. Frequenzmesser haben dagegen meist 7 bis 8 Stellen für die Anzeige. Die gleiche Auflösung läßt sich aber auch mit 4 Stellen erreichen, nur muß jede Frequenzmessung in 2 Schritten ausgeführt werden.

Die Auflösung der Spannungsmessung ist 1 mV; der kleinste meßbare Widerstand beträgt 0,1 Ω. Mit den verfügbaren Bauelementen ergibt sich als obere Meßgrenze eine Frequenz von 20 MHz. Das Gerät genügt mit seiner 4stelligen Anzeige, einer Nichtlinearität von <0,05% sowie einer großen Temperaturstabilität des U/I-Umsetzers hohen Ansprüchen an die Genauigkeit.

2. Frequenzmessung

Der Frequenzmesser besteht aus dem Quarzgenerator, den Teilerstufen für die Zeitbasis (Bild 1), dem Zähler mit Anzeige (Bild 2), der Ablaufsteuerung (Bild 3) sowie einer Eingangsstufe mit Trigger und Vorteiler (s. Bild 5). 2 Gatter eines Bausteins *D 100* bilden mit dem Schwingquarz einen Generator für die Frequenz 1 MHz; die beiden übrigen Gatter versteinern die Flanken des Ausgangssignals. Mit dem Trimmer *C1* läßt sich die genaue Frequenz einstellen. Diese Generatorschaltung besteht durch einfachen Aufbau, stellt aber für den Quarz eine relativ große Belastung dar. Es steht dem Leser daher frei, eine in dieser Hinsicht günstigere Schaltung aus der Literatur einzusetzen. In einem 7stufigen Teiler wird die Grundfrequenz dekadisch heruntergeteilt. Die Zeiten 1 ms, 100 ms und 10 s (Dezimalpunktsteuerung nach Bild 4) werden für die Ablaufsteuerung gebraucht. Die nichtbenötigten Reseteingänge der Zähler liegen an Masse. Statt der eingesetzten Bausteine 7490 lassen sich auch die dekadischen Zähler *D 192* für die Frequenzteilung nutzen. Die benötigten Frequenzgänge liegen am Zeitbasisschalter *SI/2* und werden über die Frequenz-Spannungs-(Widerstands-)Umschaltung der Ablaufsteuerung zugeführt.

Im 4stufigen Zähler werden Schaltkreise vom Typ *D 192* verwendet. Die Schieberegister *D 195* mit Paralleleingabe wirken

Bild 1 Quarzzeitbasis und Zeitsteuerung

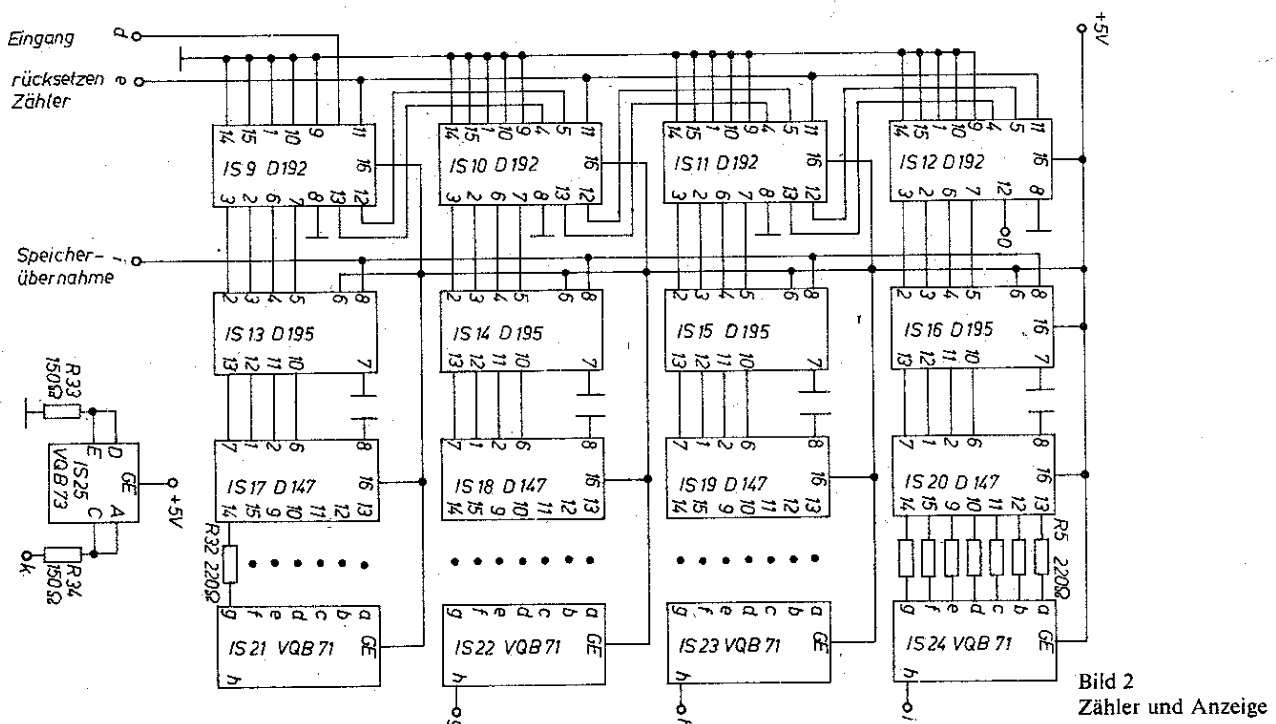
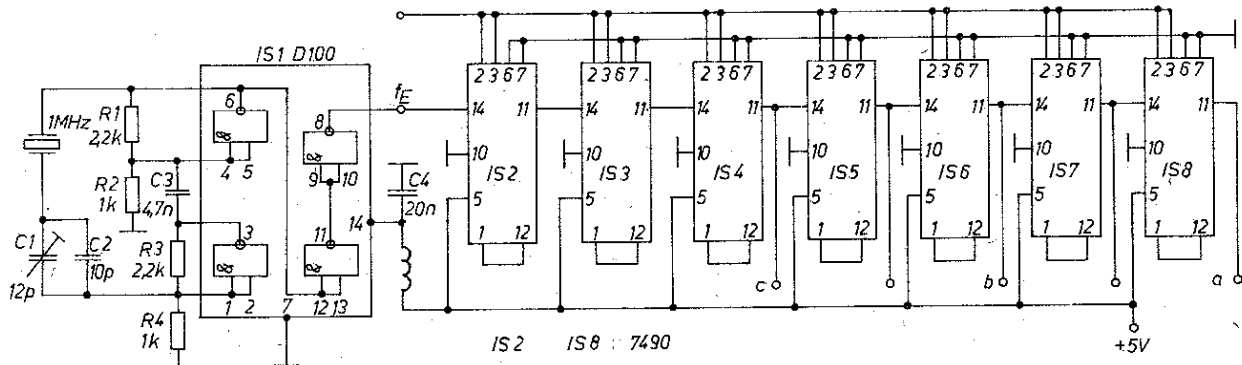


Bild 2
Zähler und Anzeige

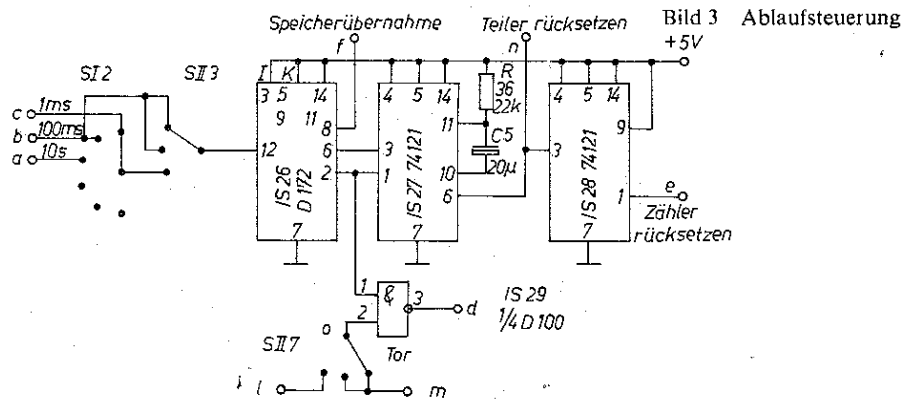
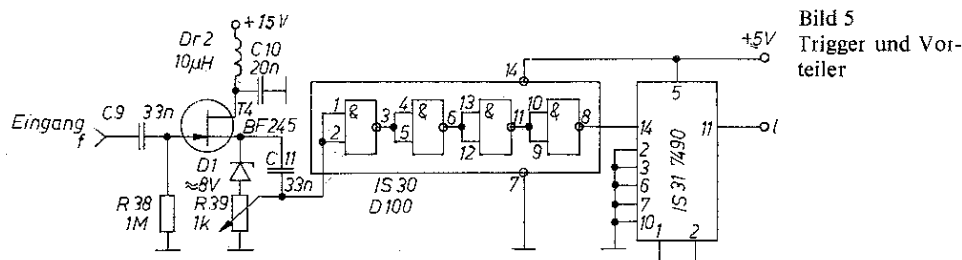
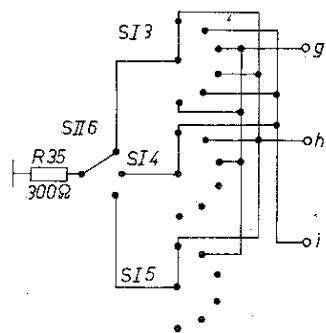


Bild 4 Dezimalpunktsteuerung



als Zwischenspeicher für die Zählerinhalte für ein flimmerfreies Anzeigebild. Die Zählerergebnisse werden mit Schaltkreisen vom Typ D 147 dekodiert und über VQB 71 angezeigt. Ein Anzeigeelement VQB 73 wird zur Polaritätsanzeige benutzt. Zwischen Dekoder und Anzeige sind die Arbeitswiderstände für die einzelnen Segmente angeordnet, die die Segmentströme auf 15 mA begrenzen.

Die Ablaufsteuerung steuert die Funktionen Zählen, Speicherübernahme sowie Rückstellen der Zähler in der richtigen Reihenfolge. Das Flip-Flop IS 26 hat die Aufgabe, aus der Zeitbasisfrequenz durch Teilung 2:1 die genauen Öffnungszeiten für das Zähltor IS29a zu gewinnen.

Die Zählzeiten für die Torsteuerung gelangen aus dem Frequenzteiler über die Schalter SI/2 und SII/8 an den Takteingang des FF D 172. Die J- und K-Eingänge 3, 4, 5, 9, 10 und 11 liegen an der positiven Spannung. Bei jeder von H nach L gehenden Flanke des Eingangstakts schalten die Ausgänge auf den jeweils inversen Logikpegel um. Spätestens nach der zweiten H-L-Flanke am Eingang entsteht am Q-Ausgang (Anschluß 8) ein L-H-Sprung, am Q̄-Ausgang (Anschluß 6) erscheint ein H-L-Übergang, der das Monoflop IS27 triggert. Dieser Schaltkreis bestimmt mit seinen Zeitkonstanten C5, R36 die Pausen-(Anzeige-)Zeit. Während dieser Zeit werden über den Q-Ausgang (Anschluß 6) mit H-Signal die Teiler zurückgesetzt. An Q̄ (Anschluß 1) liegt L-Signal, das über den R̄-Eingang des FF D 172 (IS 26) zurücksetzt. An dessen Q-Ausgang geht das Signal auf L zurück. Es entsteht ein kurzer positiver Impuls mit einer Zeitdauer von etwa 60 bis 70 ns, die nur von der internen Verzögerung der beiden Schaltkreise abhängt und mit dem der Inhalt der Speicher in die Anzeige übernommen wird. Am Ende der Pause wird mit der H-L-Flanke am Ausgang des ersten MMV der zweite MMV (IS28) getriggert, der einen kurzen L-Impuls zum Rücksetzen der Zähler abgibt. Die Länge dieses Impulses ist durch die inneren Zeitkonstanten bestimmt; eine äußere RC-Beschaltung wurde nicht vorgesehen. Die Ablaufsteuerung kann auch ohne die im Mustergerät benutzten Bausteine 74121 auf-

gebaut werden. z. B. mit üblichen Gattern und Transistoren, etwa nach [7]. Die Eingangsstufe des Frequenzmessers besteht aus dem hochohmigen Sourcefolger T4 mit einer nachgeschalteten Impulsformerstufe IS30 (D 100) und einem 10:1-Vorteiler IS31 (Bild 5). Der Eingangswiderstand der Schaltung wird von R38 bestimmt. Für den Sperrschicht-Feldeffekttransistor BF 245 können auch KIT-Typen aus der UdSSR eingesetzt werden. Die im Sourcekreis liegende Z-Diode soll so ausgewählt werden, daß über dem Einstellwiderstand R39 eine Spannung von 4 bis 5 V bestehen bleibt, so daß am nachfolgenden Gatter keine zu hohe Gleichspannung anliegt. Die Triggerschaltung ist einfach aufgebaut; die Einstellung der Triggerschwelle mit R39 ist jedoch recht kritisch. Der Einstellbereich dieses Potentiometers sollte daher durch Reihenwiderstände und durch entsprechende Wahl des Einstellwiderstands gespreizt werden. Dem Trigger folgt – wegen der geringen Stellenzahl des Zählers – ein Dezimalteiler mit dem Baustein 7490. Damit wird für den Megahertzbereich eine längere Meßzeit erreicht. Mit der angegebenen Dimensionierung sind Frequenzen zwischen 100 kHz und 20 MHz meßbar; die Empfindlichkeit liegt unter 200 mV Eingangsspannung. Eine Empfindlichkeitssteigerung erscheint für das einfache Gerät nicht sinnvoll, da die Anpassung an das jeweilige Meßproblem vorgenommen werden muß. So ist es nicht möglich, Frequenzmessungen an HF-Oszillatoren ohne Trennstufe durchzuführen; denn die Kapazität des anzuschließenden Meßkabels würde das Ergebnis verfälschen. Eine erforderliche Trennstufe – mit entsprechender Spannungsverstärkung – läßt sich lose ankoppeln. Die untere Frequenzgrenze ist durch die Art der Signalaufbereitung gegeben. Die Flankensteilheit der Meßsignale reicht unterhalb 100 kHz bei geringen Meßspannungen nicht mehr aus. Falls kleinere Signalfrequenzen gemessen werden sollen, empfiehlt es sich, einen zweiten Frequenzeingang vorzusehen, der – über einen Verstärker und einen Spannungstrigger – die Zähldekaden direkt ansteuert.

Der Meßbereich der Frequenzmessung läßt sich durch Wahl geeigneter Bauelemente zu höheren Werten verschieben. 50 MHz



sind zu erreichen, falls der Schaltkreis IS30 und auch der Gatterbaustein IS29 durch je einen Hochgeschwindigkeitsbaustein 74H00 ersetzt werden. Ebenso müßte der Vorteiler IS31 den Schaltkreis 74196 statt des 7490 enthalten.

Mit der vorgestellten einfachen Oszillatorschaltung für den Schwingquarz läßt sich eine Stabilität der Vergleichsfrequenz von bestenfalls $1 \cdot 10^{-5}$ erreichen. Das bedeutet, daß eine 6stellige Frequenzanzeige sinnvoll und ausreichend ist. Sie sollte daher – wenn möglich – auch angewendet werden. Bei Spannungs- und Widerstandsmessung sind dann die letzten 2 Stellen des Zählers und der Anzeige abzuschalten. Im Mustergerät wurden aus ökonomischen und aus Raumgründen nur 4 Stellen ausgewertet. Jedoch ist auch damit eine beliebige Auflösung bei Frequenzmessung möglich. Eine Meßfrequenz von 10,7632 MHz ergibt beispielsweise im ersten Meßbereich eine Anzeige 10,76 bzw. 10,77. Nach Umschalten auf den Kilohertzbereich erscheint die Anzeige 763,2 bzw. 763,3. Die Messung kann also mit der Genauigkeit einer beliebigen Stellenzahl durchgeführt werden; es sind aber mehrere Meßvorgänge bis zum Ergebnis nötig.

3. Spannungsmessung

Der Zähler wird mit einem Spannungs-Frequenz-Umsetzer zu einem Spannungsmesser für Gleichspannungen ergänzt. Am Übersichtsschaltplan (Bild 6, Gesamtstromlaufplan s. Bild 7) läßt sich die Funktion des U/f-Umsetzers erklären. Der Wandler arbeitet nach dem Prinzip der Ladungsmengenkompensation. Er besteht aus dem Steuerverstärker, einem Trigger als spannungsgesteuertem Oszillator (VCO), einem monostabilen Multivibrator (MMV) und einer schaltbaren Referenzstromquelle. Mit einer negativen Eingangsspannung lädt sich der Kondensator C17 um, und der Ausgang des Verstärkers IS32 wird positiv. Der Oszillator IS33 gibt einen negativen Impuls an das Monoflop IS34, das einen durch die äußere RC-Beschaltung bestimmten Impuls von $4 \mu s$ Breite abgibt. Während dieser Zeit wird der VCO über den Reseteingang gesperrt und die Kon-

stantstromquelle ($I = 250 \mu A$) über den Schalter auf den Eingang des Verstärkers gelegt. Der Kondensator nimmt die Ladung

$$\Delta Q = I t_w = 250 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^{-6} \text{ As} = 10^{-9} \text{ As}$$

auf. Dabei kann sich die Spannung des Kondensators ändern um

$$\Delta U = \frac{Q}{C17} = 1 \text{ mV.}$$

Der Operationsverstärker arbeitet in diesem Kreis als Regelverstärker. Er gleicht die Ladungsabweichung aus. Mit einer Spannungsverstärkung von 100000 für den Typ 741 ist die Regelabweichung am Eingang bei einem Maximalhub von 10 V kleiner als 0,1 mV.

Bild 8 zeigt die Schaltung des VCO. Der Operationsverstärker lädt bei negativer Eingangsspannung den Kondensator C18 bis zur oberen Schaltschwelle des Stromtriggers auf. Dessen Ausgang geht auf das Massepotential und entlädt über die Diode D8 den Kondensator. Damit geht der VCO in seine ursprüngliche Lage zurück. Die Wiederholfrequenz dieses Vorgangs wird durch die Größe der Steuerspannung bestimmt. Als MMV wurde der Schaltkreis 74121 eingesetzt, dessen Ausgangsimpulsdauer von Temperatur- und Speisespannungsschwankungen relativ unabhängig ist. Der Q-Ausgang setzt den VCO für die Dauer des Arbeitstakts zurück. Über den Q-Ausgang wird der Diodenschalter betätigt.

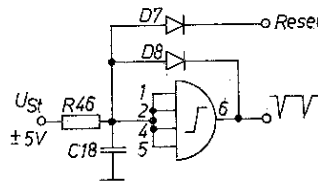


Bild 8 Stromlaufplan des VCO

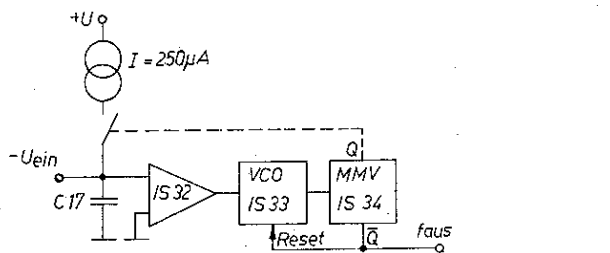


Bild 6 Übersichtsschaltplan des U/f-Umsetzers

Die Konstantstromquelle besteht aus den Transistoren T1 und T2 und aus der Z-Diode D2. Der T2 wird zur Temperaturkompensation der Basis-Emitter-Spannung von T1 benutzt. Beide Transistoren sollen thermisch gekoppelt werden. Für D2 ist eine Diode mit hoher Temperaturkonstanz sinnvoll, z. B. der Typ 818E. Da ihre Spannung aber höher ist als die angegebenen $6,2 \text{ V}$, muß der Widerstand R43 geändert werden, um die erforderlichen $250 \mu A$ zu erreichen.

Für eine hohe Konstanz des Umsetzers sollten die Widerstände R42, R43 und R47 kleine Temperaturkoeffizienten aufweisen (Metallschichtwiderstände). C19 muß ein Kunststofffoliekondensator sein. Falls die angegebenen integrierten Bauelemente für

Bild 7 Gesamtstromlaufplan des U/f-Umsetzers

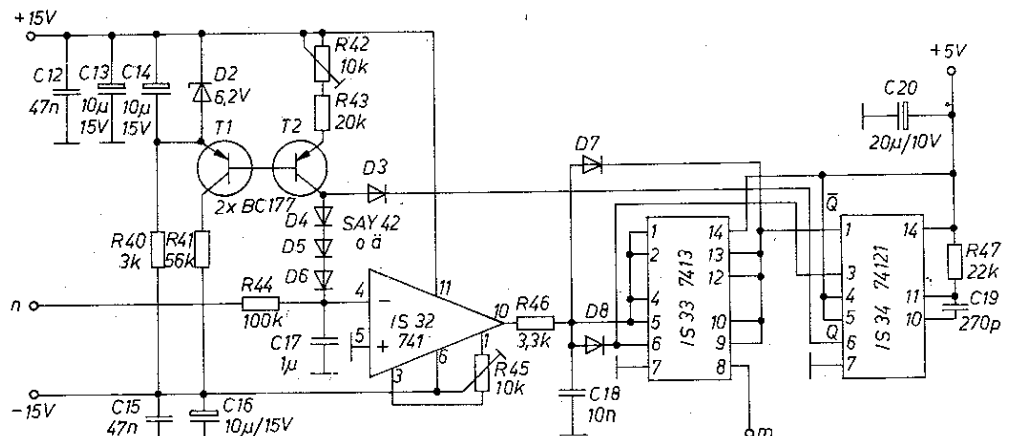
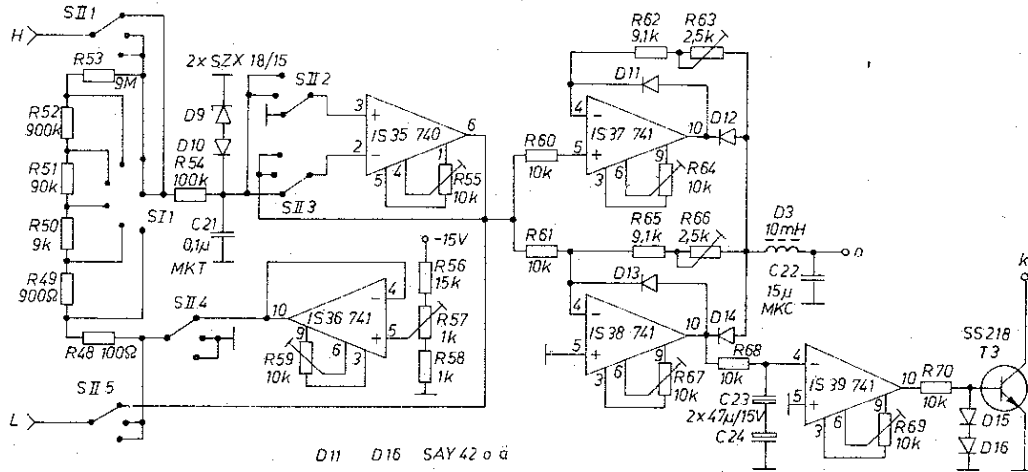


Bild 9
Eingangsstufe und
Absolutwertver-
stärker



D11 D16 SAY 42 o ä

den U/f-Wandler nicht zur Verfügung stehen, kann nach [4] eine ähnliche Baugruppe aufgebaut werden, die mit einfachen Gatterfunktionen und Transistoren auskommt. Der Meßbereich dieser Schaltung liegt zwischen +2 und -2 V.

Da der Umsetzer nur negative Spannungen verarbeiten kann, wird ihm ein Absolutwertverstärker mit den Schaltkreisen IS37 und IS38 (Bild 9 und Bild 10) vorgeschaltet. Diese Baugruppe hat keine Verstärkungsaufgaben; sie soll nur Eingangsspannungen beliebiger Polarität in die notwendige negative Lage »kippen«. Gelangt eine positive Spannung an R61, wird der Ausgang von IS38 negativ; die Diode D13 sperrt, D14 leitet. Die Verstärkung der Stufe ist

$$V = \frac{R65 + R66}{R61} \quad \text{für } R_{D14} \rightarrow 0.$$

Liegt am Eingang eine negative Spannung, ist der Ausgang des invertierenden Verstärkers positiv. D14 sperrt, und D13 ist leitend; die Verstärkung ist 0 – am Ausgang erscheint keine Spannung.

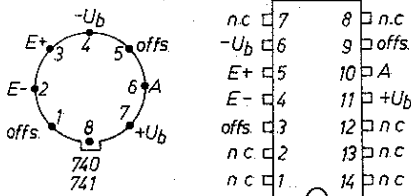


Bild 10 Anschlußbelegung der Schaltkreise 740 und 741

Am nichtinvertierenden Verstärker sind die Verhältnisse umgekehrt: Bei positiven Eingangsspannungen sperrt der Schaltkreis, und nur negative Spannungen gelangen an den Ausgang. Zwischen dem Absolutwertverstärker und dem nachfolgenden U/f-Umsetzer liegt das Siebglied Dr3, C22 zur Unterdrückung von Störspannungen. Bei hohen Störpegeln kann der Wert des Kondensators – bei gleichzeitiger Erhöhung der Zeitkonstante des Meßvorgangs – auf 100 µF erhöht werden. Die Polarität der Eingangsspannung wird auf einfache Weise angezeigt. Die Minussegmente des Anzeigeelements VQB 73 werden über R33 direkt an Masse gelegt; sie leuchten also ständig. Liegt eine positive Spannung am Eingang, ist die Spannung am Ausgang von IS38 mindestens 0,6 V (Durchlaßspannung der Dioden). Diese Spannung wird im Schaltkreis IS39 verstärkt und steuert den Transistor T3 an, der mit den entsprechenden Segmenten der Anzeigeschaltung verbunden ist. Der Eingangsverstärker mit IS35 entkoppelt die an den hochohmigen Eingangswiderständen abgegriffene Meßspannung vom niederohmigen Absolutwertverstärker. Es handelt sich um den Typ 740, einen Operationsverstärker mit einem Eingangswiderstand von etwa 10¹² Ω. Der Ausgang wird bei Spannungsmessungen mit dem invertierenden Eingang verbunden; das Eingangssignal gelangt an den nichtinvertierenden Eingang; der Baustein arbeitet als Spannungsfollower.

Der Pluseingang ist durch R54 und durch die gegeneinandergeschalteten Dioden D9 und D10 vor Überspannungen geschützt. Die beiden Z-Dioden dürfen nur geringe Sperrströme aufweisen.

damit über R54 keine zusätzliche Spannungsteilung auftritt. Die Widerstände des Eingangsteilers bestimmen mit ihren Toleranzen die Genauigkeit des Meßgeräts. Der kleinste Spannungsbereich kann auf 0,05% genau geeicht werden; in die übrigen Bereiche geht die Ungenauigkeit der Widerstände ein.

4. Widerstandsmessung

Bei Widerstandsmessung wird der Eingangsverstärker über die Schaltebenen SII (1 bis 5) vom Spannungsfollower auf einen invertierenden Verstärker umgeschaltet. An die Meßwiderstände wird über den Spannungsfollower IS36 eine konstante Spannung von 1 V gelegt. Die Ausgangsspannung ist proportional dem Verhältnis von unbekanntem Widerstand R_x, der an den Eingangsklemmen H und L liegt, und dem eingeschalteten Normalwiderstand. Da die notwendige Verstärkung der integrierten Schaltung 740 bei 10 liegt – die Vergleichsspannung von 1 V muß für den vollen Anzeigebereich auf 10 V verstärkt werden –, läßt sich die hohe Genauigkeit der Spannungsmessung von 0,05% für die Widerstandsbestimmung nicht erreichen; jedoch wird der Fehler im allgemeinen durch die Widerstände des Spannungsteilers bestimmt.

Da bei dem gewählten Prinzip der Widerstandsmessung kein Konstantstrom in den Widerstand eingespeist, sondern eine invertierende Verstärkerschaltung benutzt wird, können mit der vorgestellten Dimensionierung bei kleinen zu messenden Widerstandswerten merkbare Belastungen auftreten. Bei Widerständen zwischen 0 und 10 Ω fließt ein Meßstrom von 10 mA, bei 100 Ω ist I = 5 mA und bei 1000 Ω 1 mA. Damit ergibt sich für einen Widerstand von 10 Ω eine Belastung von 1 mW; bei 100 Ω treten 2,5 mW auf und bei 1000 Ω 1 mW.

Bei größeren Widerstandswerten ist die Belastung zu vernachlässigen.

Bei Spannungs- und Widerstandsmessung wird die für alle Bereiche konstante Meßzeit von 100 ms über den Schalter II/8 in die Ablaufsteuerung eingespeist.

Soll das Meßgerät nur für diese Arbeitsweise ausgelegt werden, d. h., falls die Frequenzmessung nicht vorgesehen ist, kann die Zeitsteuerung einfach gehalten werden. Der Quarzoszillator und die nachfolgende 7stufige Teilerkette können entfallen; es wird nur ein Generator mit der Frequenz 10 Hz benötigt.

Mit der Dezimalpunktsteuerung nach Bild 4 werden die entsprechenden Segmente der Anzeigebausteine über den Widerstand R35 und die Schaltebenen S I (3 bis 5) sowie den Schalter S II/6 an Masse gelegt. Damit ergeben sich für das Gerät die Anzeigebereiche entsprechend der Tabelle.

Tabelle Anzeigebereiche des Geräts

	(99,99)	9,999	999,9	99,99	9,999	999,9
R	MΩ	MΩ	kΩ	kΩ	kΩ	Ω
U	V	V	V			
f	(99,99)	999,9	9999			
	MHz	kHz	Hz			



Die in Klammern stehenden Werte werden nicht erreicht; bei der Frequenzmessung ist die obere Grenze 20 MHz
 Die Einstreuung störender Felder, die am Eingangsverstärker Störspannungen hervorrufen können, begrenzt die Widerstandsmessung bei hohen Werten. Die obere Meßgrenze wird – abhängig vom Aufbau – zwischen 10 und 30 MΩ liegen

5. Überlaufanzeige

Der Umsetzer ist ausgelegt für eine maximale Eingangsspannung von 10 V. Es werden 4 Stellen ausgewertet; die Anzeige reicht also bis 9.999. Mit 10 V ist aber die obere Spannungsgrenze des U/f-Wandlers noch nicht erreicht. Bei 15 V Betriebsspannung liegt sie für Absolutwertverstärker und Umsetzer zwischen 12 und 13 V. Dieser Wert wird vor allem durch den Absolutwertverstärker bestimmt. Die Linearität des U/f-Umsetzers reicht fast bis zur Größe der Betriebsspannung. Bei beliebig hoher Spannung am Eingang von Absolutwertverstärker und Umsetzer ergibt sich also z. B. eine maximale Frequenz von 124580 Hz. Mit einer Meßzeit von 100 ms ist die Impulszahl 12458. Da nur 4 Stellen angezeigt werden, erscheint die Zahl 2458, obwohl die anliegende Spannung > 10 V ist. Sind bei der Widerstandsmessung die Eingangsklemmen offen – entsprechend einem Meßwiderstand $R = \infty$ –, so liegt die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers über 10 V und erreicht den Maximalwert des Umsetzers. Es erscheint dann immer die Anzeige 2458. Um Fehlablesungen zu vermeiden, sollte also eine Überlaufanzeige eingesetzt werden. Sie läßt sich für den Fall der 4stelligen Anzeige einfach realisieren, da der Übertragsausgang des letzten Zählers D 192 (Übertrag vorwärts, Anschluß 12) ausgewertet werden kann. Beim Übergang 9 → 0 erscheint hier eine H-L-Flanke. Dieser Anschluß wird mit dem Eingang eines einfachen, aus Gattern aufgebauten MMV (Bild 11)

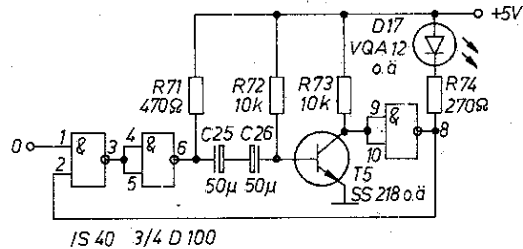


Bild 11 Überlaufanzeige

verbunden. Beim Überschreiten des Meßbereichs blinkt dann die Leuchtdiode D17. Gleiches gilt bei offenen Eingangsklemmen der Widerstandsmessung und bei der bereits beschriebenen, in Stufen durchgeführten Frequenzmessung

6. Stromversorgung

Bild 12 bis Bild 16 geben Hinweise für den Aufbau der Stromversorgung. Benötigt werden für den Betrieb der Operationsverstärker ±15 V. Diese hohen Werte sind nötig, weil sonst die Linearität des Absolutwertverstärkers nicht bis zu einer Aussteuerung von ±10 V reicht. Für die Digitalbausteine muß eine positive Spannung von 5 V mit einer Belastbarkeit von 2 A bereitgestellt werden.

Einfach lassen sich die Baugruppen mit der integrierten Schaltung MAA 723 aufbauen. Es können die Bauelemente sowohl im Dual-in-line-Gehäuse als auch im Rundgehäuse verwendet werden.

Das Flachgehäuse enthält – bei sonst gleicher Schaltung – eine zusätzliche Z-Diode von 6,2 V Sperrspannung (Anschluß U₂;

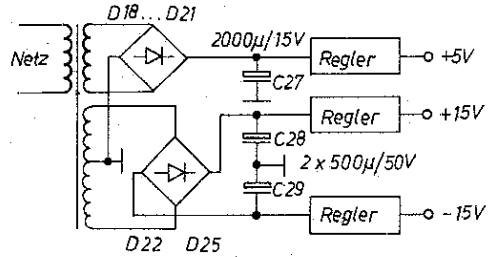


Bild 12 Prinzip des Netzteils

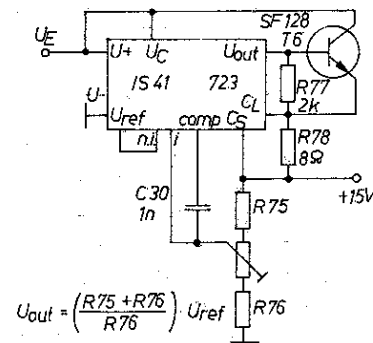


Bild 13 Stabilisierung der Spannung +15 V

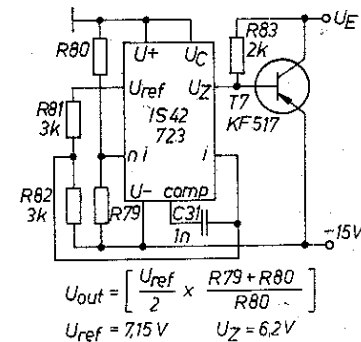


Bild 14 Stabilisierung der Spannung -15 V

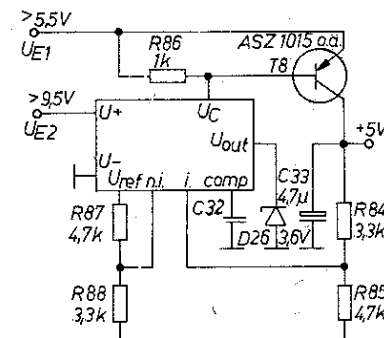


Bild 15 Stabilisierung der Spannung +5 V

$$U_{out} = \left(\frac{R84 + R85}{R85} \right) \cdot U_{ref} \left(\frac{3,3}{8} \right) = 5V$$

U-	7	8	n.c.
Uref	6	9	Uz
n.inv.	5	10	Uout
inv.	4	11	Uc
CS	3	12	U+
CL	2	13	comp
n.c.	1	14	n.c.

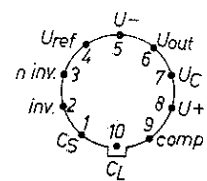


Bild 16 Anschlußbelegung des Schaltkreises 723: a – Flachgehäuse; b – Rundgehäuse

deren Katode mit U_{out} verbunden ist. Von dieser Möglichkeit wird bei der Erzeugung der -15-V -Spannung Gebrauch gemacht. Wird der Baustein im runden Gehäuse verwendet, muß diese Diode zusätzlich eingefügt werden.

Die Teilerwiderstände zur Einstellung der Ausgangsspannung lassen sich nach den angegebenen Formeln bestimmen. Zur genaueren Einstellung kann – wie bei der $+15\text{-V}$ -Spannung ange deutet – ein Trimmwiderstand eingefügt werden.

Im allgemeinen benötigen die Bausteine eine Eingangs-/Ausgangsspannungs-Differenz von mindestens 3 V . Da bei den hohen Strömen der 5-V -Spannung im Stelltransistor eine große Leistung in Wärme umgesetzt wird, benutzt man eine Schaltung, die eine Eingangsspannung von nur $5,5\text{ V}$ benötigt. Zur Versorgung des Bausteins selbst muß ein höherer Spannungswert vorhanden sein. Der Eingang U^+ wird dazu mit dem $+15\text{-V}$ -Ausgang verbunden. Als Leistungstransistor genügt dabei ein 4-W-Germaniumtyp. Die zusätzliche Diode mit $3,6\text{ V}$ Z-Spannung wird als Reihenschaltung von Einzeldioden in Durchlaßrichtung gebildet.

7. Aufbauhinweise und Abgleich

Vorteilhaft ist – insbesondere für die Digitalschaltungen – der Aufbau mit 2-Ebenen-Leiterplatten. Auf der Bauelementeseite sollten die Plus- und Masseleitungen großflächig angeordnet werden, während die Unterseite für die Signalverdrahtung vorzusehen ist.

Die wiedergegebenen Leiterplattenzeichnungen können nur als Anregung für den Nachbau gelten, da die endgültige Gestaltung von der Größe der vorhandenen Bauelemente abhängt. Ebenso wird sich die Zusammenfassung zu größeren Einheiten nach der Gehäusegestaltung richten. Die Musterzeichnungen enthalten auch nur teilweise die Leitungsführungen für die Plus-, Minus- und Masseleitungen. Bei einseitigen Leiterplatten müssen diese Leitungen, soweit Platz vorhanden ist, ergänzt werden. Die restlichen Leitungen werden als Drahtbrücken ausgeführt. Können doppelseitige Leiterplatten gefertigt werden, sollten – wie bereits gesagt – diese Leitungen auf der Bauelementeseite Platz finden.

Der Transistor T8 des Netzteils muß eine Kühlfläche bekommen. Die Dioden D18 bis D21 des Gleichrichters sollen 1-A-Typen sein (SY 200, SY 320 od. ä.); D22 bis D25 müssen 100 mA vertragen (KY 130, SAY 17 od. ä.).

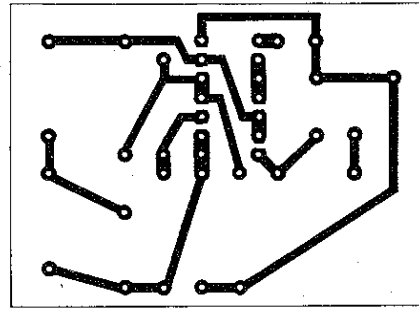
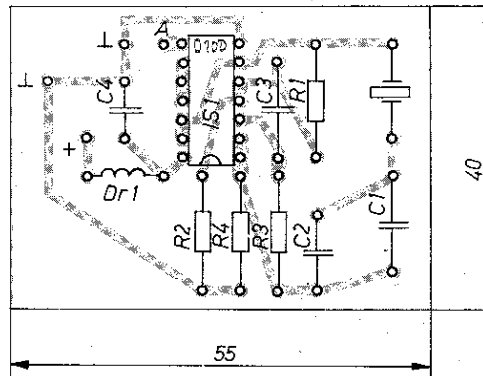


Bild 17
Leiterbild und
Bestückungsplan
der Quarzzeitbasis



Die Bauelementehersteller fordern für die störungsfreie Funktion der TTL-Schaltkreise, daß die Betriebsspannung zumindest für etwa je 10 Bauelemente mit Stützkondensatoren von etwa 22 nF abgeblockt wird. Diese Kondensatoren können direkt an die entsprechenden Anschlußbahnen, meist die Anschlüsse 7 und 14, angelötet werden.

Zusätzlich sollen die einzelnen Leiterplatten noch Siebkondensatoren von etwa $1\text{ }\mu\text{F}$ erhalten. Ähnliches gilt für die Analogbausteine. In Bild 21 ist für IS 32 mit »C« ein Hinweis für das Abblocken der Speisespannungen gegeben.

Eingangsbuchsen, Bereichsschalter sowie Eingangsstufe des Analogteils müssen gegen Brummeinstrahlung und gegen Einstrahlung der Quarzfrequenz geschützt werden. Dazu sollten Oszillator, Teiler- und Zählerstufen gegen die Analogstufen

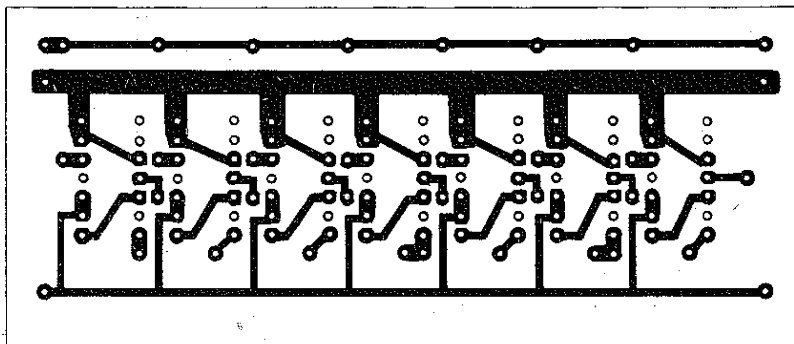
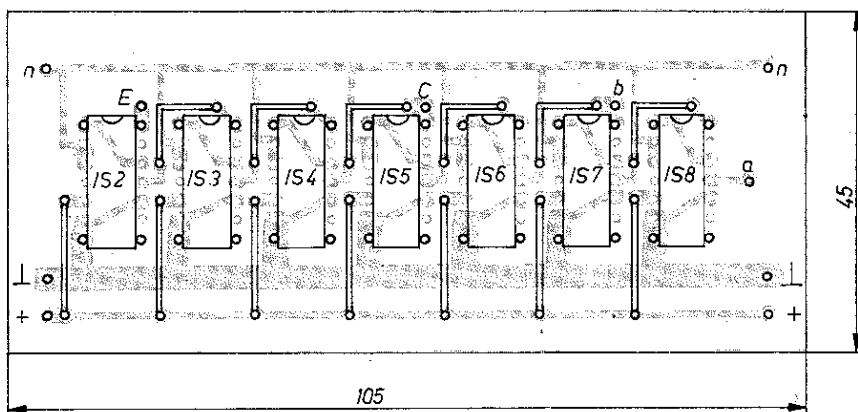


Bild 18
Leiterbild für Fre-
quenzteiler zur
Zeitsteuerung



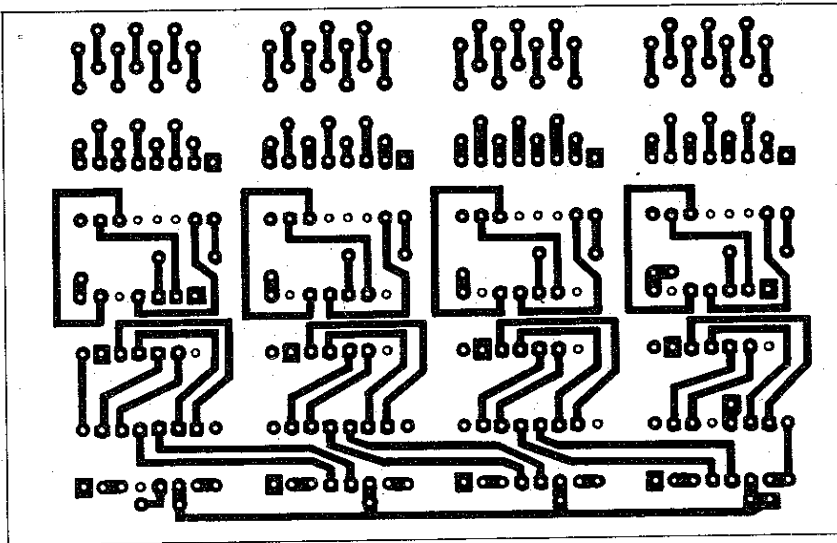
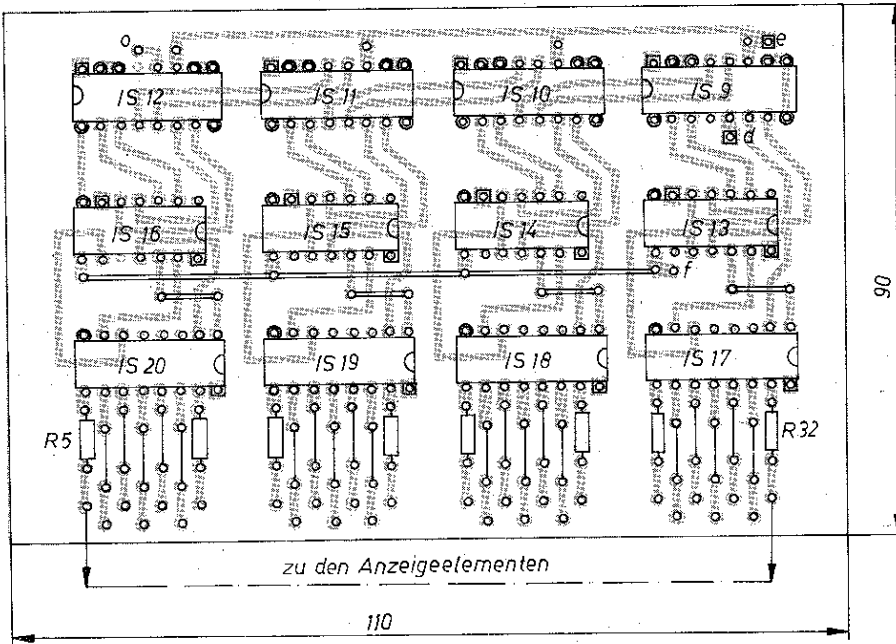


Bild 19
Leiterbild für Zähler,
Speicher und
Dekoder



⊙ Minusinseln – miteinander verbinden!

⊠ Plusinseln – miteinander verbinden!

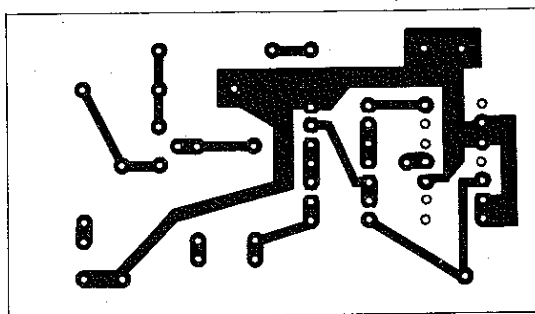
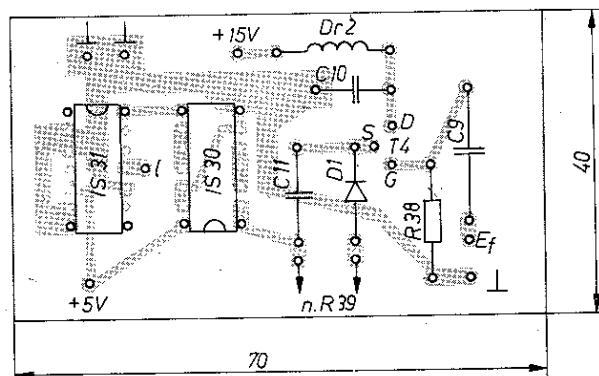


Bild 20
Leiterbild für
Trigger und Vor-
teiler



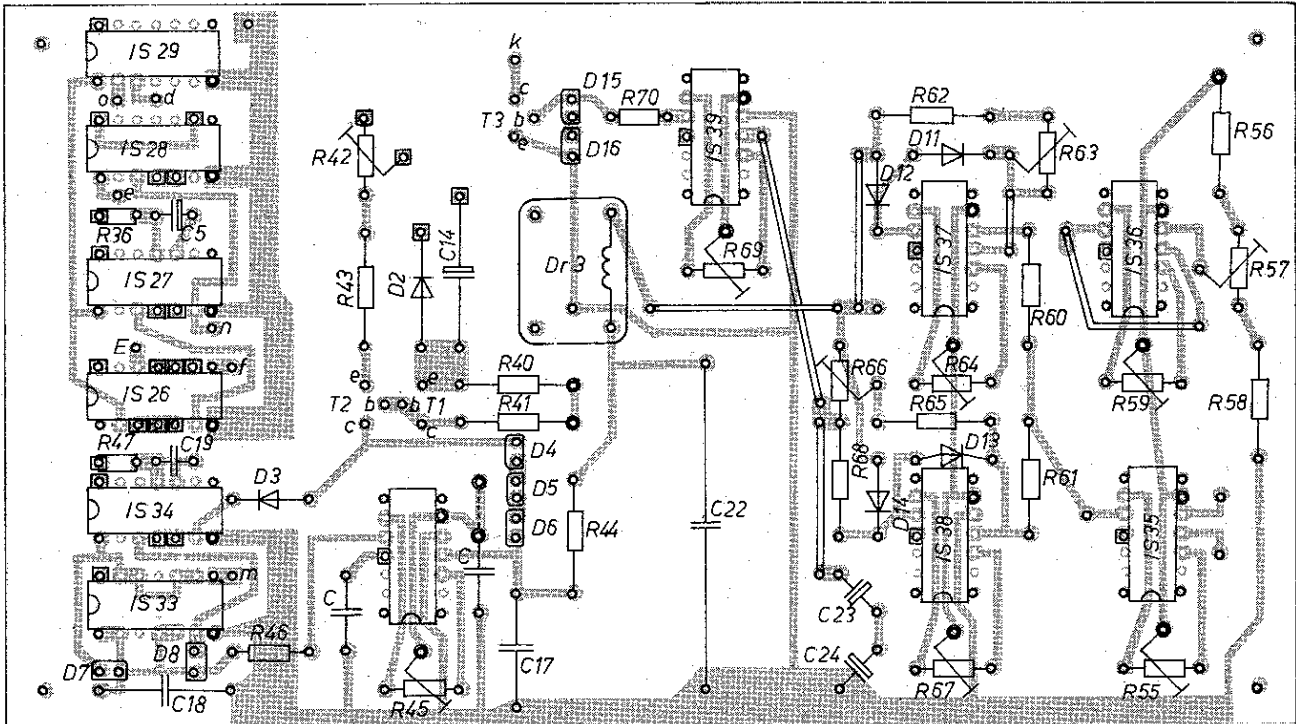
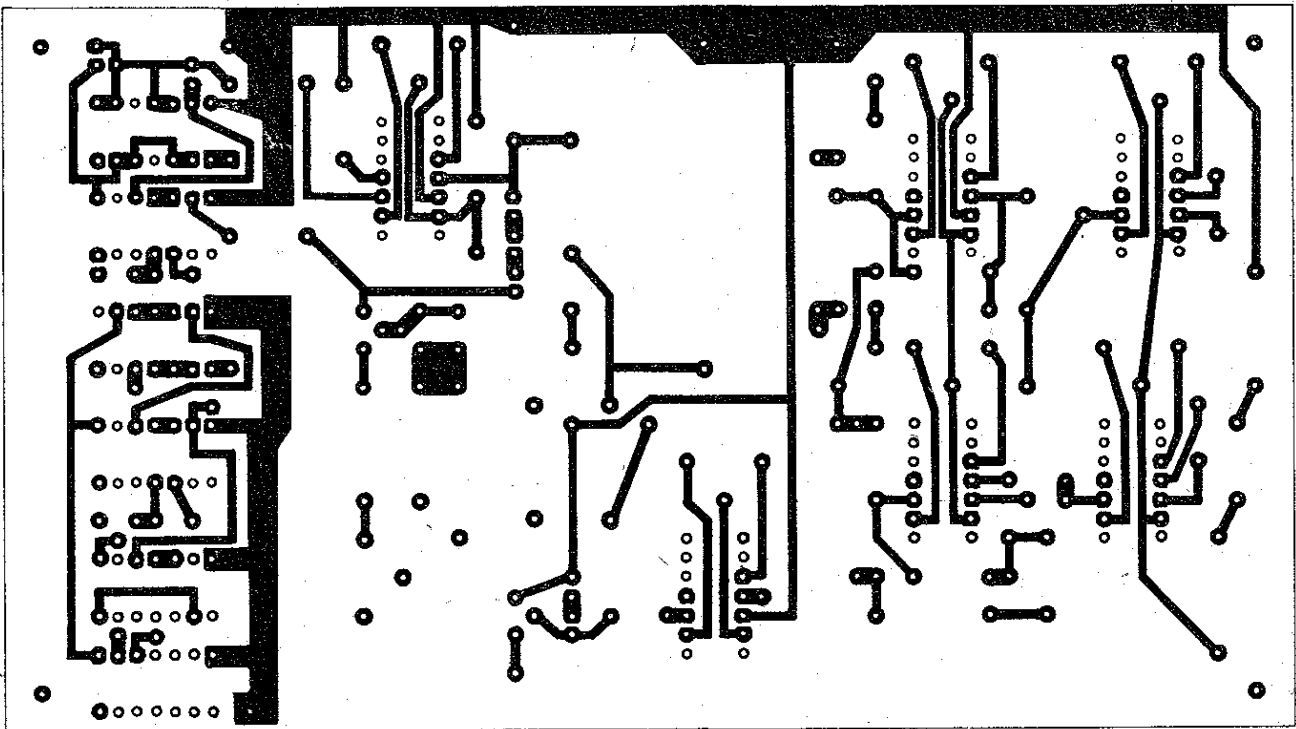


Bild 21 Leiterbild für Ablaufsteuerung, U/f-Umsetzer, Eingangsstufe und Absolutwertverstärker

⊙ Minusinseln - miteinander verbinden!
 ⊠ Plusinseln - miteinander verbinden!

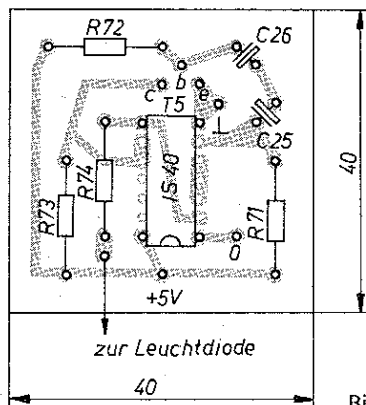
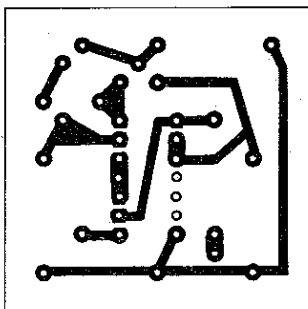
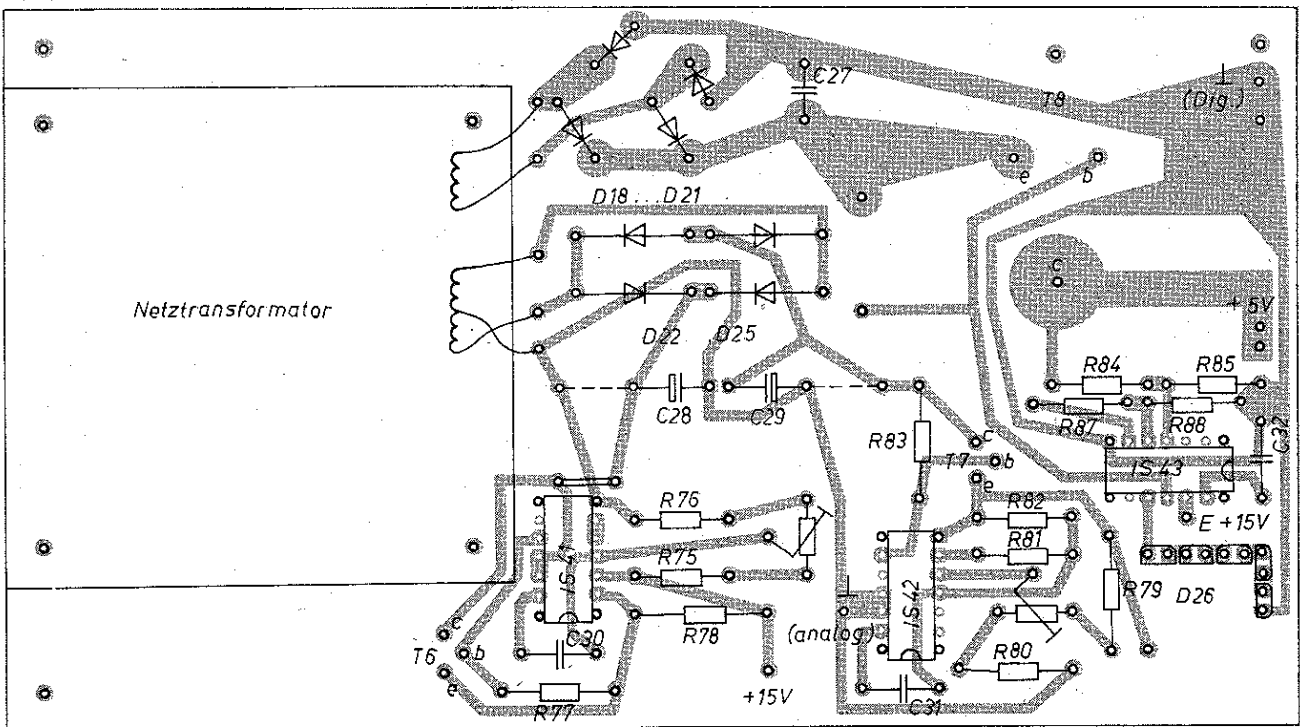
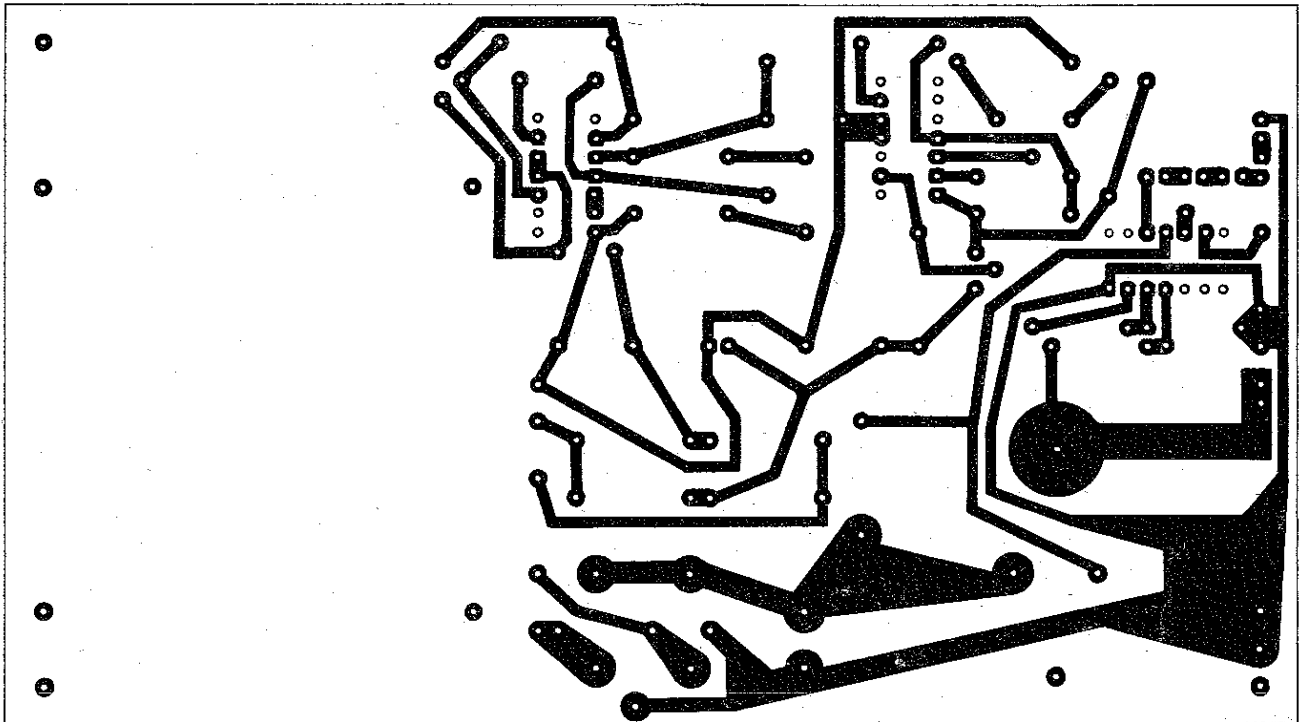


Bild 22 Leiterbild für Überlaufanzeige



geschirmt sein. Ebenso ist es sinnvoll, für den Eingangsteil der Frequenzmessung einen Abschirmkasten vorzusehen. Die angegebenen Beschaltungswerte der Operationsverstärker beziehen sich auf den international üblichen Schaltkreis 741. Er ist u. a. als *MAA 741* (ČSSR), *TA 72741* (UVR) und *K 140 YД 7* (UdSSR) erhältlich.

Mit den entsprechenden Änderungen der Nullspannungskompensation und mit den vorgeschriebenen Kompensationsgliedern läßt sich auch der Schaltkreis *A 109* (709) einsetzen.

Der Schaltkreis 740 des Impedanzwandlers ist dem Typ *K 140 YД 8* aus der UdSSR äquivalent.

Bild 23 Leiterbild der Stromversorgung

Für die übrigen Schaltkreise gelten folgende Äquivalenzen:

D 100 - 7400
7413 - K155 TJI 1 (UdSSR)
7474 - D 174
7490 - UCY 7490 (VRP), MH 7490 (ČSSR), K 155 HE 2 (UdSSR)
D 195 - 7495
74121 - UCY 74121 (VRP), K 155 AI 1 (UdSSR)
D 192 - 74192
D 147 - 7447

Zum Abgleich wird nach mindestens 1/2-stündiger Einlaufzeit zunächst die Frequenz des Quarzoszillators mit einem sehr genauen industriellen Zähler eingestellt. Danach werden zur Offsetkompensation alle Operationsverstärker bei Nullspannung am Eingang auf Spannung 0 am Ausgang eingestellt. Möglicherweise müssen dazu die Eingangsleitungen der einzelnen Stufen aufgetrennt und die Eingänge kurzgeschlossen werden. Ohne Eingangsspannung ist an R45 des U/f-Umsetzers die Anzeige 0 . 1 einzustellen. Mit einer definierten Spannung, die nahe bei 10 V liegen sollte, wird an R42 der entsprechende Anzeigewert eingestellt. Der Abgleich muß wiederholt werden, bis sich keine Änderung mehr zeigt. Ebenso verfährt man an den Widerständen R63 und R55 für den Absolutwertverstärker, wobei die Meßspannung umgepolt wird, um beide Polaritätsbereiche zu eichen. Der Abgleich für die Widerstandsmessung ist einfach. Man legt einen bekannten Widerstand an die Eingangsklemmen, und mit R57 wird der Anzeigewert eingestellt.

Hinweis: Falls bei Spannungsmessungen versehentlich der Ohm-Bereich eingeschaltet ist, kann eine hohe Eingangsspannung den ersten Operationsverstärker zerstören. Zur Sicherheit gegen Überlastung sollten für die Widerstandsmessung zwei getrennte Eingangsbuchsen verwendet werden, an die man keine Spannung legen darf.

Damit entfallen die zwei Schaltebenen SII/1 und SII/5

8. Erweiterungsmöglichkeiten für das Gerät

Es sollte ein kleines, handliches und kompaktes Gerät für universellen Einsatz entstehen. Deshalb konnten nicht alle Möglichkeiten (z. B. der Frequenzmessung) genutzt werden. Erweiterungen sind möglich mit einer 6stelligen Anzeige und durch Einbau eines Triggerverstärkers für niedrige Frequenzen. Periodendauermessung und Zählung einzelner Impulse. Ferner können bei entsprechender Kopplung mit den Dezimalpunkten vorlaufende Nullen in der Anzeige unterdrückt werden. Da der Absolutwertverstärker im Prinzip einen Präzisionsgleichrichter auch für kleine Spannungen darstellt, lassen sich mit dem vorgestellten Gerät auch Wechselspannungen messen. Dazu ist nötig, daß der Spannungsteiler im Eingang auch für niedrige Frequenzen der Meßspannung mit Kapazitäten frequenzkompensiert wird; außerdem ist eine gute Schirmung des Eingangsteilers und des Gleichrichters notwendig.

Brauchbare Ergebnisse der Wechselspannungsmessung sind nur für niedrige Frequenzen (bis etwa 10 kHz) zu erwarten, da der hochohmige Eingangverstärker lediglich für diese Frequenzen ausreichend verstärkt.

Falls der Funktionsbereich des kleinen Meßgeräts erweitert werden soll, ist es sinnvoll, die internen Betriebsspannungen ± 15 und $+5$ V sowie den Masseanschluß an Ausgangsbuchsen zu führen, die sich z. B. an der Rückseite des Geräts befinden können. Damit lassen sich dann externe, zusätzliche Baugruppen betreiben, etwa für Kapazitäts- oder Temperaturmessung.

Bei der Temperaturmessung kann man für lineare Skalenanzeige die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung von Transistoren oder die begradigte Kennlinie von Thermistoren ausnutzen. Die digitale Anzeige läßt sich dann direkt in »Grad« eichen.

Zur Kapazitätsmessung wird man sinnvoll eine monostabile Kippstufe einsetzen, da ihre Zeitkonstante linear von der zeitbestimmenden (Meß-)Kapazität abhängt.

Das vorgestellte Gerät ist, bezogen auf die technischen Möglichkeiten der heutigen Schaltkreistechnologie, noch recht »konventionell«.

Moderne Halbleiterbauelemente erlauben den Aufbau sehr kleiner Geräte. So werden international Komplexbausteine für

Zähler eingesetzt, die Zeitbasis, Zähler, Dekoder und Anzeige sowie die Ablaufsteuerung enthalten. Das gilt auch für die digitale Spannungsmessung. Der integrierte Baustein *Intersil 7106* enthält sämtliche Funktionsgruppen eines Dual-slope-Umsetzers mit automatischem Nullabgleich. Die dabei verwendete MOS-Technologie hat neben dem kompakten Aufbau noch den Vorteil eines sehr geringen Strombedarfs, so daß der Betrieb der Geräte mit Batterien möglich ist, wodurch auch vielfach die Einschaltung des Meßgeräts in den Meßkreis problemlos wird.

Literatur

- [1] Harjung, A.: Spannungs-Frequenz-Umsetzer hoher Linearität, *Elektronik* (1977) Heft 1
- [2] Reubold, K.: Digital-Universalimeter mit LED-Anzeige, *Funk-Technik* 30 (1975) Heft 18
- [3] Smith, H. H.: *Modern operational circuit design*, Wiley Interscience 1971
- [4] Kühne, H.: Spannungs-Frequenzwandler, *radio fernsehen elektronik*, 29 (1980) Heft 4
- [5] Siggemann, H.: LCD-Multimeter für Gleich- und Wechselstrom, *Funkschau* (1979) Heft 19
- [6] Arnold, M.: Frequenzzähler mit Multiplexanzeige, *Funk-Technik* 29 (1975) Heft 20, Heft 21
- [7] Hertzsch, A.: Elektronischer Zähler, nicht nur für den Funkamateur, *FUNKAMATEUR* 23 (1974), Heft 4 und Heft 5



1. Einleitung

Zu unterscheiden sind Baugruppen,

- die für die Verkehrs- und Betriebssicherheit eingesetzt werden, wie Regler, Zünd-, Blink-, Parklichtschaltungen, Schaltungen zur Kontrolle der Richtungsanzeiger, des Anhängerbetriebs, zur Geschwindigkeitsmessung usw.;
- die man als Zubehör benutzt und bei deren Ausfall die Verkehrs- und Betriebssicherheit nicht beeinträchtigt wird, wie Drehzahlmesser, Tankkontrolle, Uhr, Verbrauchsmesser, Radio usw.

Für die erstgenannten Baugruppen ist eine hohe Zuverlässigkeit Bedingung, so daß nur sehr erfahrene Amateure auf diesem Gebiet tätig werden sollten.

Die Baugruppen müssen den Bestimmungen der StVZO und den zugehörigen Standards entsprechen. Unter anderem ist in TGL 5003 festgelegt:

- Betriebsspannungsbereich 0,9- bis 1,2fache Nennspannung;
- Temperaturbereich -30 bis $+50$ °C, für Geräte im Motorraum bis $+65$ °C;
- maximaler Spannungsabfall zwischen Batterie und Anschlußklemme des Verbrauchers 10%, am Innenwiderstand des Blinkgebers 4%; bei Warnblinkgebern sind doppelte Werte zulässig.

Aus diesen und anderen Bedingungen ergeben sich Konsequenzen.

Vom Fahrzeughersteller sind die Kabelquerschnitte aus ökonomischen Gründen so groß gewählt, daß unter Berücksichtigung der Klemmkontakte ($0,05 \Omega$) und der Schaltkontakte ($0,15 \Omega$) der Standard gerade noch erfüllt wird. Deshalb sind in der Regel keine weiteren Spannungsabfälle, z. B. über Längstransistoren oder zur Steuerung von Basis-Emitter-Strecken, zulässig. Aus Temperaturgründen können im allgemeinen keine Germaniumtransistoren eingesetzt werden. An ungünstigen Stellen im Fahrzeug können beim Parken in der Sonne Temperaturen bis zu 100 °C auftreten.

Wegen der geforderten Klimabeständigkeit sind als Steck- und Klemmverbinder nur solche aus der Kfz-Technik zu verwenden, soweit nicht bekannt ist, daß die verwendeten Bauelemente schärferen Bedingungen genügen.

Außerdem muß berücksichtigt werden, daß das Fahrzeug wegen einer Panne in eine Werkstatt muß. Deshalb sollte man in den Kabelbaum nur solche Änderungen einarbeiten, die ein Kfz-Elektriker auch erkennen kann. Die Anschlüsse sind so zu wählen, daß sie sich erforderlichenfalls gegen Originalteile austauschen lassen. So kann man z. B. leider die pluggeregelte Lichtmaschine nicht auf Minusregelung umbauen, um den elektronischen Regler im Stellglied mit Si-npn-Transistoren in Emitter-schaltung betreiben zu können und um Kühlkörper und Einschalt-drehzahl so klein als möglich zu halten, obwohl die Lichtmaschinen meistens verhältnismäßig einfach umzubauen wären.

Unabhängig vom zulässigen Spannungsabfall ist es nicht immer günstig, Leistungstransistoren einzusetzen, da bei Kurzschluß der Transistor zerstört wird. Ein Relais als Stellglied arbeitet in vielen Fällen zuverlässiger und billiger.

Während man bei anderen kommerziellen Schaltungen Möglichkeiten zur Strombegrenzung und Schutzschaltungen hat, ist das bei Kfz-Schaltungen beim heutigen Stand der Technik nicht möglich, da keine wesentlich höhere Spannung als die Nennspannung zur Verfügung steht. Eine Ausnahme bildet lediglich die Generatorspannung.

2. Laden der Batterie

Während für das stationäre Laden der Batterie eindeutige Ladevorschriften bestehen, kann das Laden im Fahrzeug nur einen

Tabelle Ladeströme bei stationärer Ladung

Ladeströme I	% K_{20}/h^2
Inbetriebsetzungsladung	5
Normalladung	10
Regenerierungsladung	1 ³
Schnellladung	75 ¹
Ladeschlußstrom	2 ¹
Erhaltungsladung	1 ¹

¹ Wenn Gasungsspannung nicht überschritten wird.

² 5 % K_{20}/h ist der Strom, der bei 20stündiger Ladung die Nennkapazität der Batterie ergibt (Wirkungsgrad vernachlässigt).

Beispiel: $K_{20} = 84 \text{ Ah}$; 5 % $K_{20}/h = 0,05 \cdot 84 \text{ Ah/h} = 4,2 \text{ A}$

³ 2- bis 3tägige Ladung der vollen Batterie zur Beseitigung der Sulfatierung.

günstigen Kompromiß darstellen. Der Ladestrom einer geschüttelten Batterie z. B. steigt bis auf den 5fachen Wert einer ruhenden Batterie bei sonst gleichen Bedingungen, weil der Innenwiderstand durch das Abschütteln der Gasblasen sinkt.

Bis zum Einsetzen der Gasung kann mit relativ hohen Strömen geladen werden (Tabelle). Hohe Ströme nach Einsetzen der Gasung zerstören die Batterie sehr rasch. Deshalb sollte im Kfz die Ladespannung bei 25 °C nicht über $2,35 \text{ V/Zelle}$ (bei Gleichstromlichtmaschinen $2,4 \text{ V/Zelle}$) gewählt werden.

Die höhere Ladespannung der Gleichstromlichtmaschine wird mit einem Ladedefizit wegen der höheren Einschalt-drehzahl erklärt. Allerdings kann das bei Fernfahrten zu einer Überladung führen. Die Summe der Überladungen begrenzt die Lebensdauer der Batterie. Unterhalb der Gasungsspannung verträgt die Batterie hohe Ladeströme. Die lebhafteste Gasung zerstört die Batterie rasch, da die aktive Masse durch die Gasblasen losgerissen wird.

Vom Hersteller wurde in der Vergangenheit angegeben, die Spannung des Reglers im Sommer mit z. B. $6,9$ bis $7,1 \text{ V}$ und im Winter mit $7,2$ bis $7,5 \text{ V}$ beim nachgiebigen Regler einzustellen. Diese Sommer-Winter-Einstellung wurde aber in der Praxis nicht durchgeführt. Die Regler hatten einen Temperaturkoeffizienten um 0. Mit der Elektronik kann der Temperaturgang des Reglers relativ einfach korrigiert werden. Exakt wäre ein Laden in Abhängigkeit von der Kapazität und der Batterietemperatur. Da die Messung der Batteriespannung infolge der Aggressivität der Säure schwierig zu realisieren ist, genügt eine Abhängigkeit von der Außentemperatur, wobei berücksichtigt wird, daß die Batterietemperatur beim Laden immer höher liegt.

Von den Batterieherstellern gibt es keine Empfehlungen, wie groß der Temperaturgang des Reglers sein soll. Angestrebt werden sollte ein Temperaturgang, der sicherstellt, daß bei vollgeladener Batterie die temperaturabhängige Gasungsspannung nicht erreicht wird und daß der Restladestrom genügend klein bleibt.

Eine Messung des Restladestroms von 2% K_8 (K_8 ist der Ladestrom, der bei 8stündiger Ladung die Nennkapazität ergibt) ergab einen Temperaturgang von $-2,7^{0/100}/\text{K}$ im Bereich der Batterietemperatur von 0 bis 45 °C bei einer Ladespannung von $2,35 \text{ V/Zelle}$ bei 25 °C.

Um zu beurteilen, ob der Temperaturgang des Reglers richtig gewählt wurde, da fahrzeugspezifische Einsatzbedingungen, wie Umgebungstemperatur des Reglers, eine Rolle spielen, muß der Restladestrom bei vollgeladener Batterie bei maximaler und bei minimaler Temperatur gemessen werden. Muß man oft Wasser nachfüllen, so ist die Ladespannung auf alle Fälle zu hoch.

Die schonende Batterie-ladung bei optimaler Ladung wird durch einen Knickregler gewährleistet. Dieser Regler gewährleistet konstante Spannung bis zum maximal zulässigen Strom der Lichtmaschine. Der nachgiebige Regler ändert seine Spannung mit steigendem Strom. Wird dabei die vom Hersteller des Kfz vorgesehene Leistung der Verbraucher erhöht oder eine zu große Batterie eingesetzt, so führt das zur Zerstörung der Lichtmaschine. Die Leerlaufspannung des nachgiebigen Reglers liegt über der Gasungsspannung, so daß bei Fernfahrten Überladun-

gen vorkommen (Bild 1). Die Einstellwerte des nachgiebigen Reglers können nicht auf den Knickregler übertragen werden. Durch den Knickregler wird angenähert eine Dreistufenladung erreicht (Bild 2):

- 1 Stufe – Laden mit hohem Strom bis zum maximal zulässigen Lichtmaschinenstrom; Tiefenentladung der Batterie beim Start wird ausgeglichen;
- 2 Stufe – Laden mit konstanter Spannung, Strom nimmt mit wachsender Kapazität rasch ab;
- 3 Stufe – Laden mit Restladestrom.

Ein Nachladen außerhalb des Fahrzeugs ist in der Regel nicht nötig. Wird die Batterie durch Unachtsamkeit entladen (z. B. Einschalten der Scheinwerfer beim Parken), so genügt es, wenn man das Fahrzeug durch Anschieben wieder starten konnte und wenn dann größere Strecken ohne sonstige Belastungen gefahren werden. Zur Beseitigung der Sulfatierung sollte man die vollgeladene Batterie jährlich einmal mit dem Regenerierungsstrom nachladen, wobei die Batterie nicht ausgebaut zu werden braucht. Das Nachladen einer Batterie wird dann erforderlich, wenn diese infolge Überalterung usw. stark an Kapazität verloren hat und die Außentemperaturen unter 0°C liegen. Lädt man dann die Batterie über Nacht mit einem unregelmäßigen Ladegerät nach, so wird die Batterie rasch überladen, wodurch der Verschleiß noch schneller fortschreitet. Eine Batterie sollte deshalb immer über einen Regler geladen werden, der die Dreistufenladung automatisch gewährleistet (s. Abschnitt 8.4.).

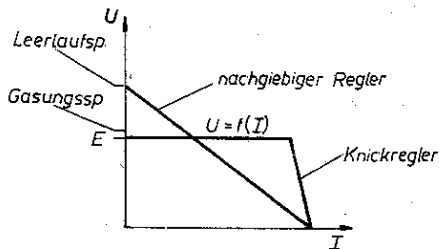


Bild 1 Knickregler, nachgiebiger Regler $U = f(I)$

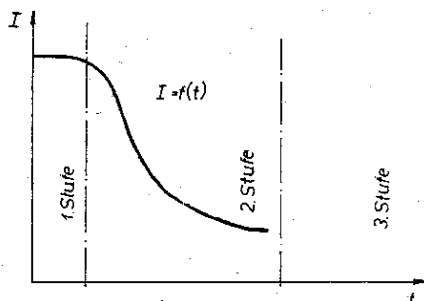


Bild 2 Dreistufenladung

3. Elektronischer Regler

Der elektronische Regler muß folgende Funktionen gewährleisten:

- schonende Batterieladung, um eine hohe Lebensdauer zu erreichen;
- Regelung der drehzahlabhängigen Lichtmaschinenspannung auf eine vorgegebene $U-I$ -Kennlinie, damit Verbraucher nicht gefährdet werden und die Lichtmaschine nicht überlastet wird;
- Änderung der Ladespannung in Abhängigkeit von der Temperatur;
- Trennen der Batterie von der Lichtmaschine, wenn die Ladespannung kleiner als die Batteriespannung wird;
- gewährleisten, daß der Motor bei entladener Batterie anspringt;
- im Notfall Fahren ohne Batterie.

Bild 3 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines Regelkreises. Die Regelstrecke ist die Lichtmaschine. Als Meßort sollten prinzipiell die Batterieklemmen gewählt werden. Wählt man, wie teilweise

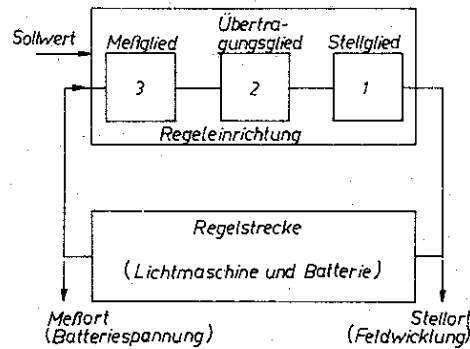


Bild 3 Regelkreis grundsätzlicher Aufbau

üblich, die Klemme 15 oder +D als Meßort, so geht der Spannungsabfall über die Leitungen, Klemmen und Kontakte mit in das Ergebnis ein. Die Batterie erhält dann keine volle Ladung mehr, da die Spannung am Meßort konstant gehalten wird, während die Spannung an der Batterie niedriger ist. Der Stellort ist immer die Feldwicklung.

Prinzipiell könnte eine analoge Regelung gewählt werden, die weniger Störungen verursacht. Jedoch ist die Kühlleistung des Stellglieds größer als bei einer digitalen Regelung. Die Regeleinrichtung besteht aus Meßglied, Übertragungsglied sowie Stellglied und muß den unterschiedlichsten Ausführungen der Lichtmaschine angepaßt werden.

Bei Drehstromlichtmaschinen sperren die Dioden zur Gleichrichtung automatisch den Rückstrom von der Batterie zur Lichtmaschine bei stehender oder zu langsam laufender Lichtmaschine. Bei Gleichstromlichtmaschinen muß immer ein Rückstromschalter eingefügt werden. Außerdem unterscheidet man Lichtmaschinen mit Plus- und Minusregelung, d. h., die Feldwicklung wird in der positiven bzw. in der negativen Leitung geregelt (Bild 4, Bild 5). In der Regel ist die Minusleitung an Massepotential gelegt; doch es gibt auch Fahrzeuge, bei denen die Plusleitung an Massepotential liegt.

Bei Drehstromlichtmaschinen unterscheidet man solche mit Mittelpunktschaltung, d. h., die Feldwicklung liegt mit einem Pol am Sternpunkt (Bild 6), und solche mit Hilfsdioden, d. h., die Feldwicklung wird über Hilfsdioden gespeist, die gleichzeitig den Rückstrom verhindern (Bild 7).

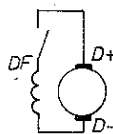


Bild 4 Plusgeregelte Lichtmaschine

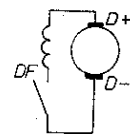


Bild 5 Minusgeregelte Lichtmaschine

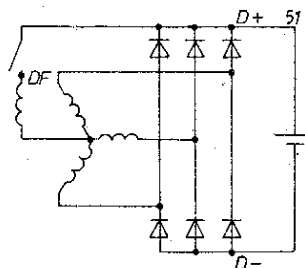


Bild 6 Drehstromlichtmaschine mit Mittelpunktschaltung und Plusregelung

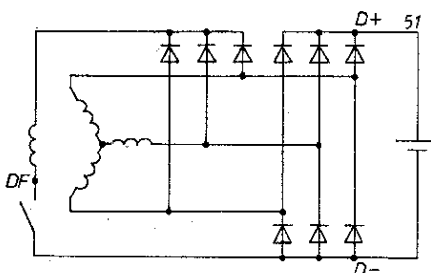


Bild 7 Drehstromlichtmaschine mit Hilfsdioden und Minusregelung



Als weiterer Unterschied zwischen Gleichstrom- und Drehstromlichtmaschinen ist die Strombegrenzung zu nennen. Bei Gleichstromlichtmaschinen muß der Strom durch besondere schaltungstechnische Maßnahmen (nachgiebiger Regler, Strombegrenzungswicklung usw.) begrenzt werden. Bei Drehstromlichtmaschinen tritt die Strombegrenzung automatisch durch die Kennlinie der Lichtmaschine ein. Allerdings ist der Maximalstrom von der geregelten Spannung abhängig. Bei defekter Spannungsregelung kann der Maximalstrom überschritten werden, und die Lichtmaschine wird zerstört. Aus diesem Grund baut man teilweise Schutzschaltungen gegen Überspannung ein.

Da mechanische Regler nur eine begrenzte Anzahl von Schaltspielen in der Zeiteinheit zulassen, wurde der Zweikontaktregler, der beim Erreichen der Soll-Spannung die Feldwicklung abschaltet, zum Dreikontaktregler weiterentwickelt, der im Bereich der oberen Drehzahlen die Feldwicklung kurzschließt, damit die Spannung nicht weiter steigt. Der elektronische Regler kann jedoch sehr viel schneller schalten, so daß bei ihm wieder die Zweikontaktregelung angewendet wird. Es entfällt auch der parallel zu den mechanischen Kontakten liegende Widerstand, mit dem erreicht werden sollte, daß der Feldstrom nicht voll unterbrochen wird.

3.1. Stellglied

Ein zusätzlicher Spannungsabfall über dem Stellglied verschiebt die Einschaltdrehzahl, bei der die Regelung einsetzt, zu höheren Drehzahlen. Aus diesem Grund ist die Emitterschaltung wegen der Durchsteuerung bis in die Sättigung am günstigsten. Das Stellglied hat die Aufgabe, den Strom der Feldwicklung (Stellort) ein- und auszuschalten.

3.1.1. Schaltung

Für das Stellglied kommen die Schaltungen nach Bild 8 bis Bild 10 in Frage. Die Darlington-Schaltung wird gewählt, damit der Steuerstrom an der Eingangsbasis in der Größenordnung von 50 bis 100 mA bleibt. Die Größe des Transistors T1 wird bestimmt durch den maximal möglichen Feldstrom bei -30°C .

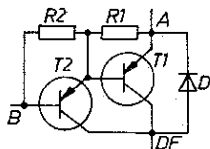


Bild 8
 Stellglied mit 2 npn-Transistoren

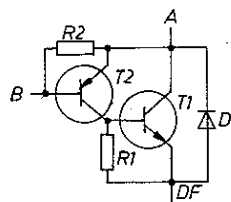


Bild 9
 Stellglied mit Komplementärstufe

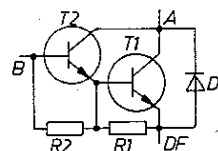


Bild 10
 Stellglied mit 2 npn-Transistoren

Beispiele

Trabant - Lichtmaschine 8001 5, 8001 6, 8001 11
 Nennleistung 220 W
 Feldwiderstand $1,5 \Omega$ bei 20°C

$R_{\theta} = R_{20}(1 + \alpha\Delta\theta)$ ergibt $1,2 \Omega$ bei -30°C ,

$$I_{F-30} = \frac{U_{20}(1 + TK\Delta\theta)}{R_{20}(1 + \alpha\Delta\theta)} = \frac{7,2 \text{ V}}{1,5 \Omega} \times \frac{1 + [(-0,002 \text{ K}^{-1})(-50 \text{ K})]}{1 + [0,0039 \text{ K}^{-1} \cdot (-50 \text{ K})]}$$

$$I_{F-30} = 4,8 \text{ A} \frac{1,1}{0,8} = 6,6 \text{ A}$$

Lada - $R_{\text{Feld}} = 4,5 \pm 0,1 \Omega$ ergibt bei -30°C , $I_F = 4,5 \text{ A}$

Die Diode D1 ist eine Freilaufdiode, die den Transistor vor der beim Abschalten einer Induktivität entstehenden hohen entgegenesetzt gerichteten Selbstinduktionsspannung schützt. Es genügt in der Regel ein 1-A-Typ, z. B. SY 200, SY 320 od. ä. Die Widerstände R1, R2 verhindern, daß sich bei hohen Temperaturen die Transistoren infolge des steigenden Reststroms selbst einschalten.

Der Transistor BD 644 enthält die vollständige Schaltung nach Bild 8 mit $R1 = R2 = 10 \text{ k}\Omega$. Diese Schaltung ist die günstigste für alle plusgeregelten Maschinen, gleichgültig, ob Gleichstromlichtmaschinen oder Drehstromlichtmaschine. Die Schaltung nach Bild 10 eignet sich am besten für alle minusgeregelten Lichtmaschinen.

In den beiden genannten Anwendungsfällen arbeiten die Schaltungen jeweils in Emitterschaltung, die es gestattet, die Transistoren bis in die Sättigung durchzusteuern. Der Basisstrom des ersten Transistors sollte im ungünstigsten Fall mindestens zweimal so groß sein, als es zur Durchsteuerung nötig ist.

Setzt man die Schaltungen nach Bild 9 und Bild 10 bei plusgeregelten Lichtmaschinen ein, so ist die Spannung U_{CET1} bei der Schaltung nach Bild 9 um $0,7 \text{ V}$ und bei der Schaltung nach Bild 10 um etwa $1,4 \text{ V}$ größer als bei der günstigeren Emitterschaltung nach Bild 8. Damit wird aber auch die über den Kühlkörper abzuführende Leistung um $0,7 \text{ V} \cdot I_F$ bzw. um $1,4 \text{ V} \cdot I_F$ größer, und es ergibt sich eine höhere Einschaltdrehzahl. Den Kühlkörper muß man für Dauerstrom auslegen, da die Lichtmaschine mit Maximalstrom gefahren werden kann, bei dem im Stand z. B. die Feldwicklung dauernd eingeschaltet bleibt.

Wird für T1 nach Bild 8 im Ausnahmefall ein Germaniumtransistor eingesetzt, so müssen die Temperaturbedingungen, unter denen er arbeiten muß (Umgebungstemperatur $> 65^\circ\text{C}$), genauestens untersucht und beachtet werden. Günstiger ist die Schaltung nach Bild 9. Infolge des höheren Spannungsabfalls sind diese Möglichkeiten dann jedoch gleichwertig mit Thyristorschaltungen.

3.1.2. Wahl der Art der Erregung

Der Anschluß des Punktes A nach Bild 8 bis Bild 10 an die Regelstrecke bestimmt die Art der Erregung.

a) Selbsterregung nach Bild 11

A liegt an 61. Die Lichtmaschine erregt sich selbst über den Restmagnetismus des Feldes. Der Feldstrom fließt nur bei sich drehender Lichtmaschine. Ist die Feldspule aus irgendeinem Grunde entmagnetisiert worden, so muß sie durch einen Strom wieder aufmagnetisiert werden, indem z. B. der Rückstromschalter kurzzeitig überbrückt wird.

b) Fremderregung nach Bild 12

A liegt an 51. Der Feldstrom fließt in voller Höhe bei eingeschalteter Zündung unterhalb der Einschaltdrehzahl.

c) Gemischte Erregung nach Bild 13

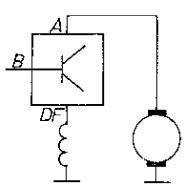


Bild 11
Selbsterregung

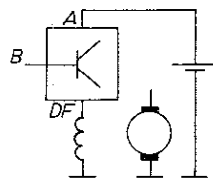


Bild 12
Fremderregung

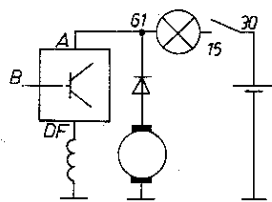


Bild 13
Gemischte Regelung

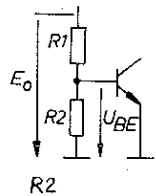


Bild 14
Einfacher Spannungsteiler im Meßglied

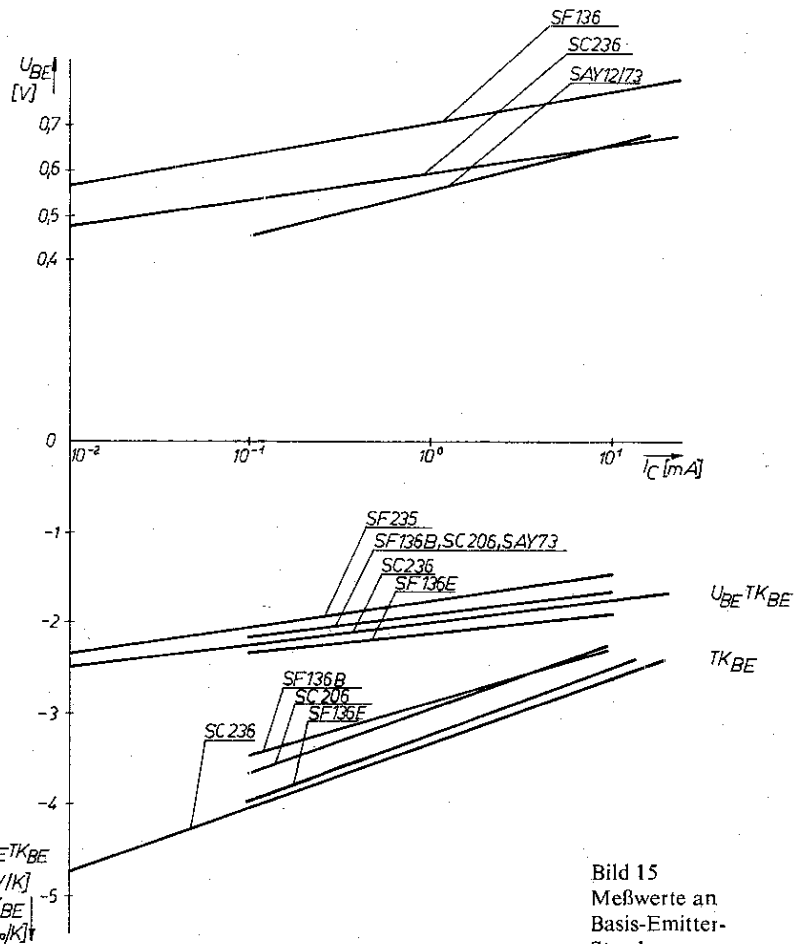


Bild 15
Meßwerte an
Basis-Emitter-
Strecken

A liegt an D+ Über Kontrolllampe oder Widerstand wird ein geringer Fremdstrom von der Batterie eingespeist, um die Selbsterregung sicherzustellen. Dadurch verbessert sich das Anlaufverhalten gegenüber der reinen Selbsterregung. Diese Betriebsart sollte vorzugsweise gewählt werden.

3.2. Meßglied

Mit dem Meßglied wird die am Meßort (Batterie) anstehende Spannung gemessen und auf den Wert der Vergleichsspannung geteilt. Gleichzeitig kann die Temperaturkompensation durchgeführt werden.

Als Soll-Spannungs-Geber eignet sich am einfachsten die Basis-Emitter-Strecke des Eingangstransistors des Übertragungsglieds.

Die Bauelemente sind in ihren Werten Toleranzen unterworfen. Bestimmte Werte werden in ihrer Toleranz vom Hersteller garantiert. Dazu gehören aber im allgemeinen nicht die Flußspannungen von Dioden (meist werden Maximalwerte angegeben), die Basis-Emitter-Spannung von Transistoren und die Temperaturgänge von pn-Übergängen. Diese Parameter sind zudem noch stromabhängig. Demzufolge ergeben sich ohne ausgesuchte Bauelemente große Differenzen im Temperaturgang, wohingegen die Spannung des Reglers eingestellt werden kann. Dabei wird aber der Temperaturgang wiederum beeinflusst. Mit einem einfachen Spannungsteiler nach Bild 14 ergäbe sich bei einer angenommenen $U_{BE} = (0,6 \pm 0,1) V$ und bei einem Temperaturgang von $(2,0 \pm 0,3) mV/K$ sowie bei $E = 14,1 V$ ein Temperaturkoeffizient von

$$E \cdot TK = U_{BE} \cdot TK_{BE} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = (-47 \pm 15) mV/K$$

Dieser Wert ist auf alle Fälle zu groß und muß durch geeignete Maßnahmen kompensiert werden.

Korrigiert werden kann durch temperaturabhängige Widerstände und durch Halbleiterbauelemente.

Beim Einsatz von Z-Dioden ist zu beachten, daß die angegebene Toleranz des TK nur für den angegebenen Strom gilt.

Bei Transistoren ändern sich je Stromdekade U_{BE} um etwa 0,08 V, der TK_{BE} um etwa $0,6 \text{ } \%/K$ und U_{BE}/TK_{BE} um etwa 0,3 mV/K (Bild 15). Damit ergeben sich beim Nachbau große Streuungen des TK. Der Amateur hat hier nur die Möglichkeit, die Schaltung aufzubauen, den TK zu messen und dann durch Änderung der Bauelementwerte den TK zu korrigieren. Schaltungsmäßig lassen sich Meßglied, Sollwertgeber und Übertragungsglied nicht ganz trennen, da beim elektronischen Regler einzelne Bauelemente Mehrfachfunktionen erfüllen. Für die Realisierung des Meßglieds sind in Bild 16 einige Möglichkeiten aufgeführt.

E_0 ist die Regelspannung bei Raumtemperatur (z. B. 25 °C); TK ist der relative Temperaturkoeffizient; x drückt das Spannungsteilerverhältnis aus.

Aus dem vorgegebenen Strom I_2 bzw. I_Z errechnen sich R_2 und $R_1 + R_2$. Die Zeile für $I_E = 0$ gibt an, ob der Transistor der Eingangsstufe bei $E > E_0$ oder bei $E < E_0$ offen ist.

Aus der Gleichung für den Temperaturgang der Schaltungen nach Bild 16a läßt sich ersehen, daß TK_{BE} der Temperaturgang TK_E des unkorrigierten Spannungsteilers nach Bild 14 ist

$$\frac{U_Z}{E} (TK_Z - TK_{BE})$$

gibt den Wert der anzubringenden Korrektur wieder. Aus diesem Glied erkennt man, daß eine Korrektur durch Reihenschaltung von Dioden nur dann wirksam wird, wenn der TK der in Reihe zu schaltenden Diode einen vom TK_{BE} abweichenden Wert hat. Schaltet man z. B. in Reihe mit der Z-Diode eine übliche Si-Diode, so korrigiert man zwar den TK der Reihenschaltung, aber nicht den TK des Reglers. Auch eine Darlington-Stufe als Eingangstransistor ändert nichts am TK_E . Die Änderung wird unwirksam, da sich bei konstantem E das Verhältnis x des Spannungsteilers ändert.

Will man durch Reihenschaltung den TK ändern, so ergibt sich z. B. bei Verwendung einer Leuchtdiode VQA 12/VQA 13 eine Änderung von TK_E um etwa $0,17 \text{ } \%/K$.

Der Strom durch die Z-Diode sollte größer als 1 mA sein. Man beachte, daß der in Tabellen angegebene TK bei 5 mA gilt. Bei Z-Dioden unter 6,2 V sinkt die Z-Spannung unterhalb 5 mA bereits stärker ab. Es ergeben sich dann andere Werte als die errechneten, wenn nicht die Istwerte von U und TK gemessen

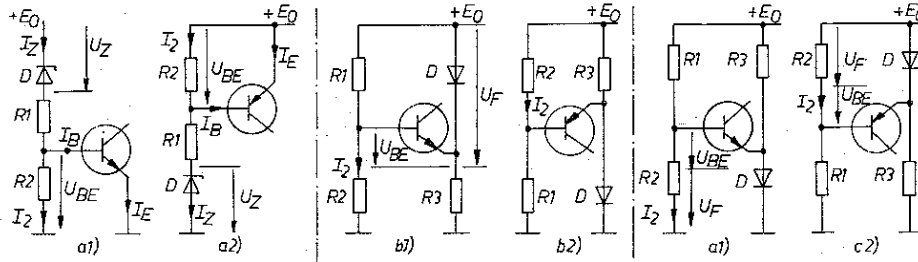


Bild 16
 Möglichkeiten für
 die Realisierung des
 Meßglieds

$$E_0 = U_Z + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot U_{BE}$$

$$TK_E = \frac{U_Z}{E} (TK_Z - TK_{BE}) + TK_{BE}$$

$$X = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{E - U_Z}{U_{BE}}$$

$$R_2 (I_B \ll I_Z) = \frac{U_{BE}}{I_Z}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{E_0 - U_Z}{I_Z}$$

$$I_C = 0 \quad E < E_0$$

$$(U_F - U_{BE}) \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$\frac{U_F TK_F - U_{BE} TK_{BE}}{U_F - U_{BE}}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{E_0}{U_F - U_{BE}}$$

$$\frac{U_F - U_{BE}}{I_Z}$$

$$\frac{E_0}{I_Z}$$

$$E > E_0$$

$$(U_{BE} + U_F) \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

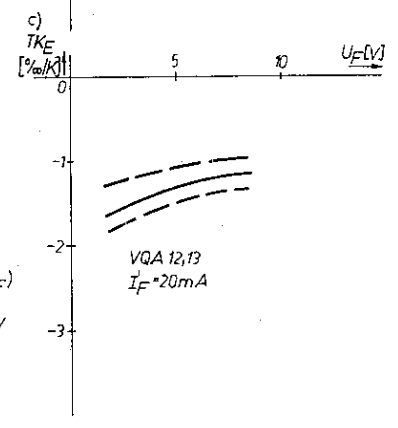
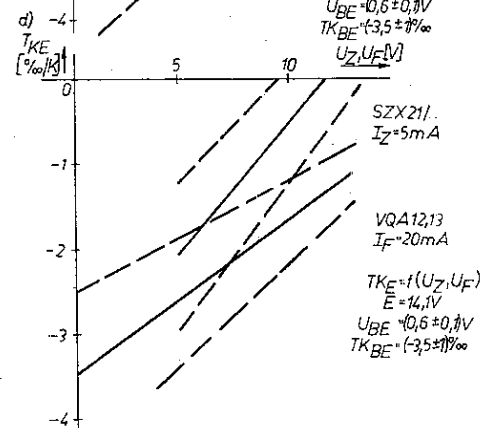
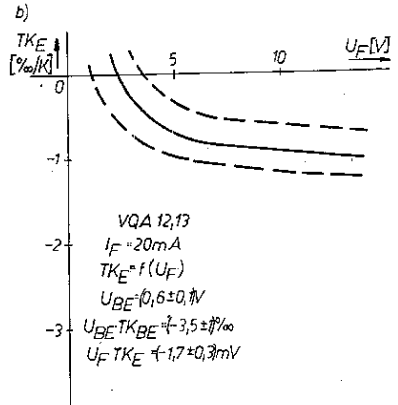
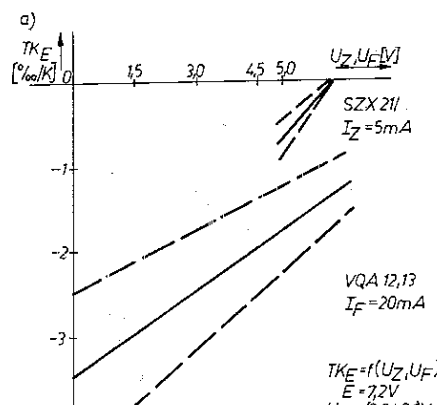
$$\frac{U_{BE} TK_{BE} + U_F TK_F}{U_{BE} + U_F}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{E}{U_{BE} + U_F}$$

$$\frac{U_{BE} + U_F}{I_Z}$$

$$\frac{E_0}{I_Z}$$

$$E < E_0$$



werden Für die Schaltung nach Bild 16b ist Bedingung, daß $-U_F TK > -U_{BE} TK_{BE}$ (absolute Temperaturkoeffizienten) gilt, damit man überhaupt einen negativen TK_E erzielt. Die Kombination R_3 , D und Transistor der Schaltungen nach Bild 16b und 16c ist als Spannungsstabilisierung aufzufassen. R_3 ist darin der Vorwiderstand und der Transistor die veränderliche Last. Bei offenem Transistor fließt der gesamte Strom durch die Diode. Dieser Strom muß im gesamten Temperaturbereich kleiner als der zulässige Strom der Diode sein.

Bei geschlossenem Transistor muß noch ein Mindeststrom durch die Diode im gesamten Temperaturbereich fließen. Die Diode sollte deshalb nicht unterhalb des linearen Teiles ihrer $U-I$ -Kennlinie betrieben werden. In die Diagramme zu Bild 16 sind Toleranzfelder eingetragen. Sie zeigen, daß bei den angegebenen Abweichungen die Toleranzen in der Größenordnung des zu erzielenden TK liegen. Sie gelten auch nur für die angegebenen Streuungen der Parameter der Bauelemente, die jedoch von den Bauelementeherstellern weder im Nennwert noch in der Toleranz garantiert werden.

Um das Toleranzfeld einzuschränken, muß man z. B. die Toleranz von U_{BE} auf $\pm 0,03$ V verringern, was durch Aussuchen oder Änderung des Kollektorstroms möglich ist. Die Toleranz von T_{K_E} verringert sich dann auf etwa $0,5^{0/00/K}$.

Um den Regler einzustellen, ist es notwendig, das Verhältnis $x = \frac{R1 + R2}{R2}$ zu ändern. Dabei sollte der Regelbereich eingeschränkt werden. Bei der Schaltung nach Bild 17 ergibt sich ein sehr kleiner Wert für den Regelwiderstand bzw. wird der Regelbereich sehr groß. Günstiger ist es deshalb, die Regelung nach Bild 18 durch Stromteilung zu erzielen und den Grobabgleich auf Soll-Spannung durch Festwiderstände vorzunehmen.

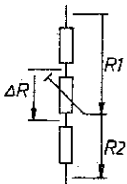


Bild 17
Reglereinstellung mit
großem Bereich

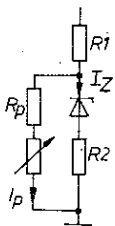


Bild 18
Reglereinstellung
durch Stromteilung

Mit dem Regler könnte dann die Spannung nur noch um etwa 2% erniedrigt werden, um den Regler – wenn erforderlich – an den Einsatzfall anzupassen.

3.3. Übertragungsglied

Es hat sich gezeigt, daß man für einen gut funktionierenden Regler mit 3 Transistoren auskommt. Da für das Stellglied bereits 2 Transistoren benötigt werden, genügt der Transistor des Meßglieds bzw. des Sollwertgebers als dritter. Als Übertragungsglied wäre dann der den Basisstrom des Stellglieds begrenzen- de Widerstand zwischen Eingangstransistor und Basis des Stellglieds anzusehen.

Durch zusätzliche Rückkopplung kann das Schaltverhalten verbessert werden.

Selbstverständlich kann als Übertragungsglied auch ein Schaltkreis verwendet werden, z. B. A 301. Der Aufwand lohnt sich jedoch nur beim Einsatz von Thyristoren als Stellglied.

Zu beachten ist, daß für Dioden, für Leuchtdioden und für den Schaltkreis A 301 die untere Betriebstemperatur nur -25°C sowie für die Leuchtdioden und den A 301 die obere Temperaturgrenze $+70^{\circ}\text{C}$ beträgt.

Zur Rückkopplung kann auch der Spannungsabfall auf der Masseleitung ausgenutzt werden, wenn entgegen der bei Verstärkern angewendeten Einspeisung des Stromes am Ausgang des Verstärkers die Einspeisung am Eingang vorgenommen wird. Der zwischen dem Anschlußpunkt des Basiswiderstands und des Emitters des ersten Transistors entstehende Spannungsabfall genügt bei richtiger Stromrichtung schon, um ein Kippen der Schaltung zu erreichen.

3.4. Strombegrenzung

Bei Gleichstromlichtmaschinen muß eine Strombegrenzung durch zusätzliche Schaltungsmaßnahmen beim Knickregler erreicht werden. Am einfachsten läßt sich diese Maßnahme ohne Erhöhung der Einschaltzahl durch einen Schutzrohrkontakt nach TGL 24.589 lösen.

Parallel zur Leitung +D-Lichtmaschine zu +D-Regler, z. B. 6 mm^2 Cu, lötet (!) man eine Leitung schwächeren Querschnitts,

z. B. 1 mm^2 Cu. Damit tritt eine Stromteilung auf. Diese schwächere Leitung führt man analog der Ansprechempfindlichkeit um den Schutzrohrkontakt, der dann bei Erreichen des justierten Ansprechwerts die Basis-Emitter-Strecke des Stellglieds kurzschließt.

Auf diese Weise werden zusätzliche Spannungsabfälle vermieden. Die Methode kann auch als Ergänzung bei Drehstromlichtmaschinen angewendet werden, um die Lichtmaschine bei Ausfall der Spannungsregelung zusätzlich zu schützen.

Die vielfach propagierte Methode, den Strom durch Messung des Spannungsabfalls der Rückstromdiode zu messen, ist ungünstig, da wegen der Temperaturabhängigkeit und wegen der Streuung der Parameter die Einstellung schwer beherrscht wird.

3.5. Rückstromschalter

Der Rückstromschalter verhindert den Stromfluß von der Batterie in die Lichtmaschine, wenn die Lichtmaschinen- spannung unter die Batteriespannung sinkt, da sonst die Lichtmaschine als Motor betrieben würde. Bei Drehstromlichtmaschinen übernehmen das automatisch die zur Gleichrichtung des Drehstroms verwendeten Dioden. Bei Gleichstromlichtmaschinen muß ein zusätzlicher Rückstromschalter eingebaut werden. Das wird beim mechanischen Regler durch einen elektromechanischen Rückstromschalter bewirkt, der z. B. beim nachgiebigen Regler RSC 220/6 (Trabant) mit im System integriert ist, während bei anderen Reglern ein getrenntes System vorhanden sein kann.

Die Gleichstromlichtmaschine zum PKW Trabant hat eine Nennleistung von 220 W und kann mit 50% überlastet werden. Der maximal zulässige Strom beträgt somit 55 A. Für diesen Strom müßte eine Kühlleistung von etwa 80 W (bei $U_F < 1,5$ V) installiert werden, wenn man Siliziumdioden als Rückstromschalter verwendet. Entgegen noch häufig verbreiteten anderen Ansichten wird durch die Einschaltung einer Rückstromdiode die Leistung der Lichtmaschine nicht reduziert. Die Leistung der Lichtmaschine wird begrenzt durch $I^2 R$, wobei R den Übergangswiderstand der Bürsten, den Widerstand der Bürsten und den Ankerwiderstand enthält. Da R als konstant angesehen werden kann, wird die Leistung nur durch I^2 bestimmt. Die über der Diode abfallende Leistung verursacht infolge des Spannungsabfalls allerdings eine Verschiebung der Einschaltzahl nach höheren Drehzahlen. Das Ladedefizit bei Leerlauf wird dadurch also noch größer. Deshalb wird meistens der Rückstromschalter des mechanischen Reglers weiter benutzt, zumal die für die Dioden nötige Kühlfläche größer als die Fläche des mechanischen Reglers ist.

4. Schaltbeispiele

Teile der beschriebenen Schaltungen können sinngemäß ausgetauscht werden. Durch das Übertragungsglied muß erforderlichenfalls das Signal des Meßglieds negiert werden, um bei Überschreiten der Soll-Spannung ein Ausschalten des Stellglieds zu erreichen.

Bild 19 zeigt einen Regler für 7,2 V. Das Anklebmen der Leitung von der Batterie am Widerstand R11 statt am Emitter von T1 verbessert das Schaltverhalten des Reglers, so daß R4 eventuell entfallen kann. Die Größe von R4 ist von den Aufbaubedingungen und von den Bauelementparametern abhängig. Er muß so klein gewählt werden, daß der Regler unter allen Temperaturbedingungen sicher kippt. Über R7 und C werden die Spannungsspitzen geglättet. Die Bedingung, die Spannung direkt an der Batterie zu messen, erfordert eine Unterbrechung des Feldstroms bei ausgeschalteter Zündung. Der über das Meßglied fließende Strom liegt unterhalb der Selbstentladung der Batterie und kann dauernd eingeschaltet bleiben. Die Unterbrechung des Feldes wird erreicht, indem T4 bei Einschalten der Zündung über Klemme 15 des Kfz durchsteuert. Nachteilig ist dabei, daß bei entladener Batterie der Regler beim Anschleppen des Fahrzeugs nicht durchschaltet und daß dadurch die Lichtmaschine keine Spannung abgeben kann. In diesem Fall muß T4 von außen überbrückbar sein.

Trennt man jedoch die Plusleitung zwischen x und x auf und verbindet den Emitter von T1 mit D+, so wird der Feldstrom bei stehender Lichtmaschine automatisch durch die Betriebsart Selbstregung unterbrochen. T4 und R6 entfallen dann.

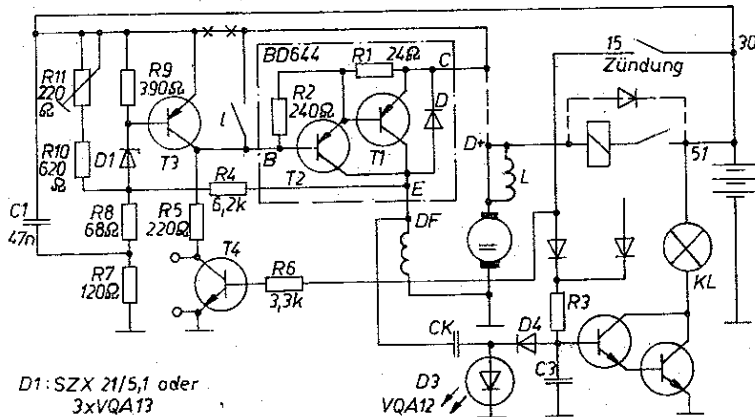


Bild 19 Regler für 7,2 V Batteriespannung

D1: SZX 21/5,1 oder
 3xVQA13

Bei Überschreiten der Soll-Spannung schließt T3, so daß die Spannung zwischen Basis T2 und Emmitter T1 unter die Schwellenspannung sinkt, wodurch T1 und T2 sperren. Sinkt die Spannung unter die Soll-Spannung, wird T3 durchgesteuert. Bei Überschreiten des Maximalstroms der Lichtmaschine schließt der Kontakt I die Basis-Emmitter-Strecken von T1, T2 kurz, und der Feldstrom wird unterbrochen. Dadurch sinkt die von der Lichtmaschine abgegebene Spannung so lange, bis der sich einstellende Mittelwert des Stromes unter dem Maximalwert bleibt.

Der Regler wird dadurch abgeglichen, indem man R11 auf Maximalwert einstellt und mit R7 die Soll-Spannung auf 7,2 V bei 25 °C abgleicht. R11 sollte man so groß wählen, daß die Spannung höchstens um 0,3 V gesenkt werden kann.

Bild 20 zeigt eine Variante mit Meßglied nach Bild 16b1. Der Basisstrom des Stellglieds ergibt sich aus

$$I_B = \frac{\sum U_F - \sum U_{BE}}{R_5}$$

U_F muß größer sein als U_{BE} . Wegen der Temperaturabhängigkeit und der Bauelementtoleranzen sollte diese Differenz nicht zu klein sein. Wegen der Gleichung für T_{K_E} nach Bild 16b wird T_{K_E} nur dann negativ, wenn $U_F T_{K_F}$ negativer als $U_{BE} T_{K_{BE}}$ ist. Verwendet man als Dioden Leuchtdioden, z. B. VQA 12 oder VQA 13, so müssen es mindestens 2 Stück sein. Beim 7,2er-Regler dürfen es aber höchstens 4 sein.

Der Transistor T steuert durch, wenn die Soll-Spannung noch nicht erreicht ist. Damit wird auch das Stellglied durchgesteuert. Bei Erreichen des Sollwerts öffnet T3, da die Spannung am Emmitter von T3 gegen Masse schneller steigt als die Spannung zwischen Basis und Masse. Damit erreicht der Basisstrom für das Stellglied den Wert 0, und der Feldstrom wird unterbrochen.

Bild 21 zeigt eine Variante für Drehstromlichtmaschinen mit Hilfsdioden. Da das Meßglied direkt an die Batterie angeschlossen werden soll, ist eine Negation des vom Eingangstransistor gegebenen Signals notwendig. Besser wäre ein Meßglied nach

Bild 16b1, bei dem nur 3 Transistoren benötigt werden. Über die Kontrolllampe wird eine Teil fremderregung durch Einschalten der Zündung erreicht.

Bild 22 zeigt eine Variante für Drehstromlichtmaschinen mit Mittelpunktschaltung. Bei stehender Lichtmaschine ist das Feld durch die Gleichrichterdioden abgeschaltet. Erst dann, wenn die Lichtmaschine Spannung erzeugt, steht über Stellglied und Feldwicklung die halbe Betriebsspannung. Allerdings fließt bei stehender Lichtmaschine Basisstrom in den Stelltransistor, so daß das Stellglied über das Zündschloß abgeschaltet werden sollte.

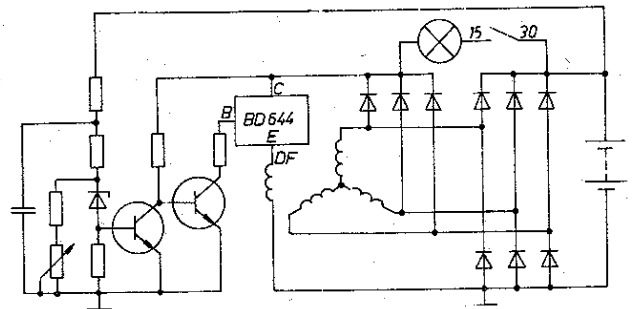


Bild 21 Regler für Drehstromlichtmaschine mit Hilfsdioden

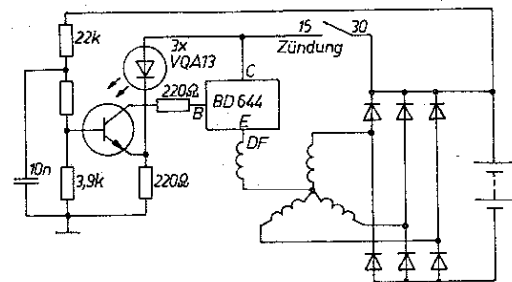


Bild 22 Regler für Drehstromlichtmaschine mit Mittelpunktschaltung

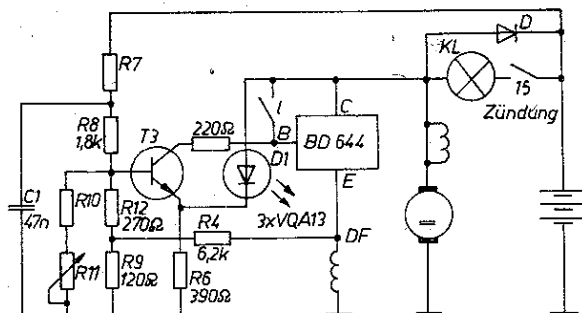


Bild 20 Variante zu Bild 19 mit Meßglied nach Bild 16b1

Bild 23 zeigt eine Thyristorregelung für Gleichstrom- und Drehstromlichtmaschinen. Angesteuert wird durch den Schaltkreis A 301, der sich wegen seiner gegenseitig negierten Ausgänge zum wechselseitigen Ein- und Ausschalten der Thyristoren gut eignet. Erforderlichenfalls muß der Ausgangsstrom verstärkt werden, wenn der Thyristor höhere Steuerströme erfordert. Die Thyristoren löschen sich gegenseitig durch Stromübernahme über das Koppel-C.

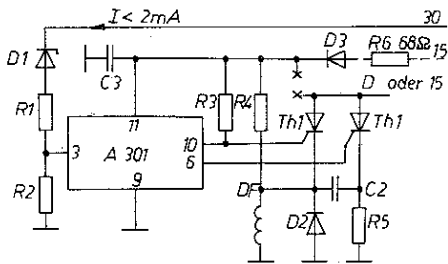


Bild 23 Thyristorregelung für Gleichstrom- und Drehstromlichtmaschinen

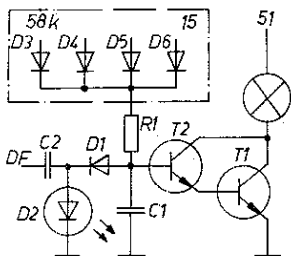


Bild 24 Ladekontrolle mit bipolarer Darlington-Schaltung

Der Typ von Th1 wird durch den Dauergrenzstrom bei -30° und der von Th2 durch den Spitzendurchlaßstrom bestimmt. Th2 wird nur kurzzeitig mit dem Feldstrom belastet. Der Strom sinkt dann auf den durch R5 begrenzten Strom, der größer als der Haltestrom sein muß. Dementsprechend ist auch die Kühlleistung geringer. Die Durchlaßspannung wird meist mit $< 2\text{ V}$ angegeben. Dadurch erhöht sich die Einschaltzahl. Bei entladener Batterie muß zwischen x und x ein Kurzschluß erzeugt werden. Der Strom durch die Diode D3 wird durch R6 begrenzt.

5 Ladekontrolle

Die Bezeichnung *Ladekontrolle* der bekannten Schaltungen von Lichtmaschinenanlagen ist irreführend. Die Lampe verlischt, wenn z. B. beim *Triabant* der Rückstromschalter geschlossen ist, der die Kontrollampe kurzschließt. Das geschieht nach Einstellvorschrift im Bereich von 5,6 bis 6,8 V. Ob dabei ein Ladestrom überhaupt zustande kommt und ob er ausreichend ist, läßt sich daraus nicht ableiten.

Fällt der Regler aus und der Feldstrom wird nicht abgeschaltet, so steigt der Strom rasch an. Die Kontrollampe beginnt zu glimmen. Da das über den Rückstromschalter geschieht, fließen dann bereits so hohe Ströme, daß Regler und Lichtmaschine zerstört werden.

Ein besseres Verfahren besteht deshalb darin, die Schaltflanken des Regelvorgangs auszunutzen. Bild 24 zeigt das Prinzip. Der Transistor wird über R1 durchgesteuert. Solange sich die Spannung über die Feldspule laufend ändert, wird über den Frequenzdetektor eine negative Spannung erzeugt, die den Transistor sperrt. Damit ändert sich der Informationsgehalt der Ladekontrollampe, und sie gestattet eine entsprechende Signalisierung. Die Kontrollampe leuchtet, wenn

- die Lichtmaschine keine Spannung abgibt (Rotor steht);
- die Batterie voll geladen ist, kein Ladestrom mehr fließt und die Batterie sehr gering belastet wird. Es kommt vor, daß bei Fernfahrten die Kontrollampe flackert. Sobald jedoch die Batterie durch Einschalten der Beleuchtung belastet wird, verlischt die Kontrollampe wieder. Sie liefert demzufolge eine Aussage über den Ladezustand;
- der Feldstrom nicht abgeschaltet wird, weil der Regler defekt ist. Änderungen der Belastung wirken sich nicht aus.

Dimensionierungshinweise

- Das Produkt $R_1 C_1$ bestimmt, bei welcher Impulsfolgefrequenz T1 gesperrt wird. Um mit möglichst kleinen Kondensatoren auszukommen, muß R1 sehr hochohmig sein, d. h., T1 muß eine hohe Stromverstärkung haben. Günstiger ist der Einsatz eines Feldeffekttransistors vom n-Kanal-Verarmungstyp.

Die Summe der Flußspannungen der Dioden D1 und D2 muß größer sein als $2 U_{BE}$. Deshalb muß man bei der *Darlington*-Schaltung der Transistoren T1 und T2 entweder eine Leuchtdiode oder 2 einfache Dioden verwenden. Beim Einsatz eines n-Kanal-Verarmungstyps wird mit der Summenflußspannung $U_{DS} + U_{BE}$ und damit I_D festgelegt. Fügt man Mehrfachdioden (z. B. D3 bis D6) ein, so läßt sich mit der roten Kontrollampe La im Stand, d. h. bei ausgeschalteter Zündung, signalisieren, daß weitere Verbraucher, z. B. Heizung, Scheinwerfer, Standlicht usw., noch eingeschaltet sind. Das Verhalten bei eingeschalteter Zündung wird damit nicht beeinflusst.

Die Schaltung nach Bild 25 läßt sich durch Mehrfachdioden an Gatewiderstand nicht betreiben, da beim Verarmungstyp bei $U_{DS} = 0$ immer ein Strom fließt. Hierbei ist es erforderlich, die Dioden in die Lampenleitung einzuschalten, wozu allerdings Dioden höherer Leistung erforderlich sind.

Verwendet man jedoch einen n-Kanal-Anreichererstyp, so läßt sich der Transistor T2 in der Schaltung nach Bild 24 austauschen, wobei die Kondensatoren wesentlich kleiner werden.

Die Kondensatoren sollten im einzelnen Anwendungsfall so gewählt werden, daß die rote Kontrollampe im Leerlauf gerade verlischt.

6 Schutzschaltungen

Bild 26 zeigt eine Schutzschaltung, die bei Spannungsspitzen anspricht. Gefährliche Spannungsspitzen entstehen, wenn die Batteriezuführung bei laufender Lichtmaschine plötzlich unterbrochen wird. Solange die Batterie angeschlossen ist, wirkt die Batterie dämpfend auf Abschaltspitzen. Eine Gefährdung ergibt sich auch für die Gleichrichterdiode der Drehstromlichtmaschine und eventuell für angeschlossene Verbraucher mit Halbleiterbauelementen. Die Ansprechspannung sollte, bezogen auf die Lichtmaschine, sicher unterhalb der Sperrspannung der verwendeten Dioden liegen (z. B. *5Y170*: $U_{RWM} = 100\text{ V}$). Sind andere Geräte mit Halbleiterbauelementen angeschlossen, so muß die Ansprechspannung entsprechend niedriger liegen. Sie sollte in der Regel $1,5 U_{Nenn}$ betragen und nicht über 25 V liegen. Der kurzzeitig fließende Spitzenstrom, für den der Thyristor ausgelegt werden muß, ergibt sich zu

$$I_{\text{Spitze}} = \frac{\text{Ansprechspannung}}{R_{IL} + R_{Th} + R_{CE}}$$

(R_{IL} - R, der Lichtmaschine; R_{Th} - Durchlaßwiderstand des Th). Die Kühlleistung kann vernachlässigt werden, da bei Auftreten der Überspannung die Spannung in Bruchteilen von Sekunden auf die Flußspannung des Thyristors begrenzt wird, so daß die Generatorspannung zusammenbricht.

Um den Thyristor zu löschen, muß entweder der Thyristor kurzzeitig kurzgeschlossen oder der Motor aus- und eingeschaltet werden.

Da ein Bruch der Batterieleitung äußerst selten ist, kann eine gefährliche Überspannung eigentlich nur bei Arbeiten an der Lichtanlage entstehen bzw. beim Betrieb ohne Batterie.

Bild 25 Ladekontrolle mit MOSFET-Eingang

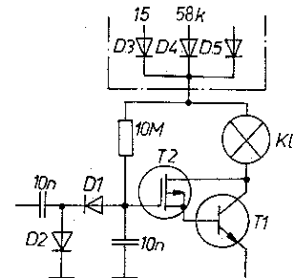
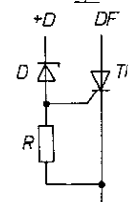


Bild 26 Schutzschaltung





7. Hinweise zur Inbetriebnahme des Reglers

Die Prüfung des Reglers wird zuerst mit einem Netzteil durchgeführt. Statt der Feldwicklung schaltet man einen Widerstand ein, der den Strom auf einen Wert begrenzt, den das verwendete Netzteil noch sicher abgeben kann, z. B. 1 A.

Man sucht durch Ändern der Speisespannung den Schalterpunkt, indem die Spannung über dem Ersatzwiderstand gemessen wird. Dieser Schalterpunkt wird durch Abgleich des Meßglieds auf die Soll-Spannung gebracht.

Sind die Schaltflanken nicht steil genug, so muß der Rückkopplungswiderstand verkleinert werden. Danach werden Ströme und Spannungen an Basis, Emitter und Kollektor der Transistoren gemessen und mit den berechneten Werten verglichen.

Über ein C wird dem Meßglied eine Wechselspannung (z. B. 100 mV) aufgeprägt. Bei Soll-Spannung müssen sich symmetrische Impulse ($t_{ein} = t_{aus}$) ergeben. Ohne Oszillograf mißt man wechselseitig die Spannung von Emitter II nach + und nach - . Beide Anzeigen müssen gleich sein.

Danach kann der Regler eingebaut werden. Im Betriebszustand wird die Regelspannung über den gesamten Drehzahlbereich kontrolliert und erforderlichenfalls korrigiert.

Bei vollgeladener Batterie soll der Restladestrom I_{R1} etwa 0,02 A betragen. Bei einer Batterie mit einer Kapazität von 84 Ah sind das

$$I_{R1} = \frac{84}{20} \cdot 0,02 \text{ A} = 84 \text{ mA}$$

Der Regler wird dann genügend lange auf eine niedrige Temperatur gebracht; danach mißt man am Netzgerät den Schalterpunkt. Diese Verfahren wiederholt man bei einer höheren Temperatur als der Raumtemperatur und berechnet den TK_E .

Liegt er nicht im gewünschten Bereich, so sind die entsprechenden Parameter zu ändern, z. B. Z-Spannung, Z-Strom, U_{BE} durch Wahl eines anderen Eingangstransistors. Durch Reihenschaltung von Leuchtdioden mit dem Meßglied läßt sich der TK_E nach positiven Werten verschieben (Korrektur des Spannungsteilers erforderlich).

Sind diese Prüfungen erfolgreich verlaufen, kann der Regler eingebaut werden. Die Spannung wird im Betriebszustand nochmals über den gesamten Drehzahlbereich kontrolliert. Der Restladestrom sollte im Winter bei größter Kälte und im Sommer bei größter Wärme wiederum gemessen werden. $I_{R1 \text{ max}}$ sollte bei extremen Temperaturen 2 bis 3 I_{R1} nicht übersteigen. Ist das der Fall, muß man den TK_E korrigieren oder die Spannung erniedrigen.

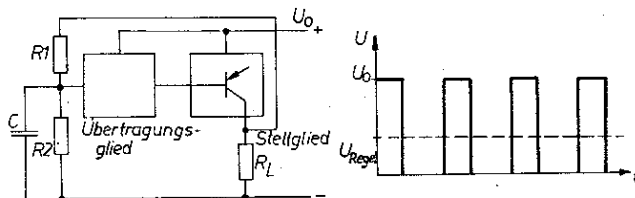


Bild 27 Digitaler Spannungsregler

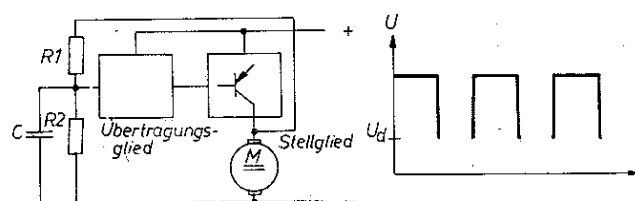


Bild 28 Drehzahlregler (U_d – drehzahlabhängige Spannung des Motors)

8. Weitere Anwendungsmöglichkeiten der Reglerbausteine

8.1. Spannungsregler

Verbindet man das Meßglied mit dem Ausgang des Stellglieds und erhöht erforderlichenfalls das C am Meßglied, so erhält man einen digital arbeitenden Spannungsregler entsprechend Bild 27. Mit dieser Methode können auch die Regler nach Abschnitt 3 vorabgeglichen werden, indem man am Netzgerät eine höhere Spannung als die Soll-Spannung einstellt.

Für den Einsatz als Spannungsregler muß der TK_E auf 0 korrigiert werden.

8.2. Drehzahlregler

Ersetzt man den Lastwiderstand der Schaltung nach Bild 27 durch einen Motor, so erhält man einen einfachen Drehzahlregler entsprechend Bild 28. Das Verhalten des Reglers ändert sich, wenn man C parallel zum Motor schaltet, da dann der Mittelwert der Spannung anders gebildet wird. C muß dann wesentlich größer sein, als wenn es am Eingang des Reglers liegt.

8.3. Analoges elektronisches Regler für die Lichtmaschine

Prinzipiell kann die Lichtmaschine auch analog geregelt werden. Während analoge Regelungen in der Elektronik schon seit langem angewendet werden, dringen die digitalen Regler erst langsam in die Elektronik ein. Beim mechanischen Regler für die Lichtmaschine war aber nur eine digitale Regelung möglich, so daß Probleme beim Übergang zum elektronischen Regler nicht auftraten. Eine analoge Regelung ergibt sich, wenn in den beschriebenen Schaltbeispielen die Verstärkung zu gering ist oder wenn das Schaltverhalten durch Gegenkopplung aufgehoben wird. Für diesen Fall muß die Kühlleistung des Stellglieds auf

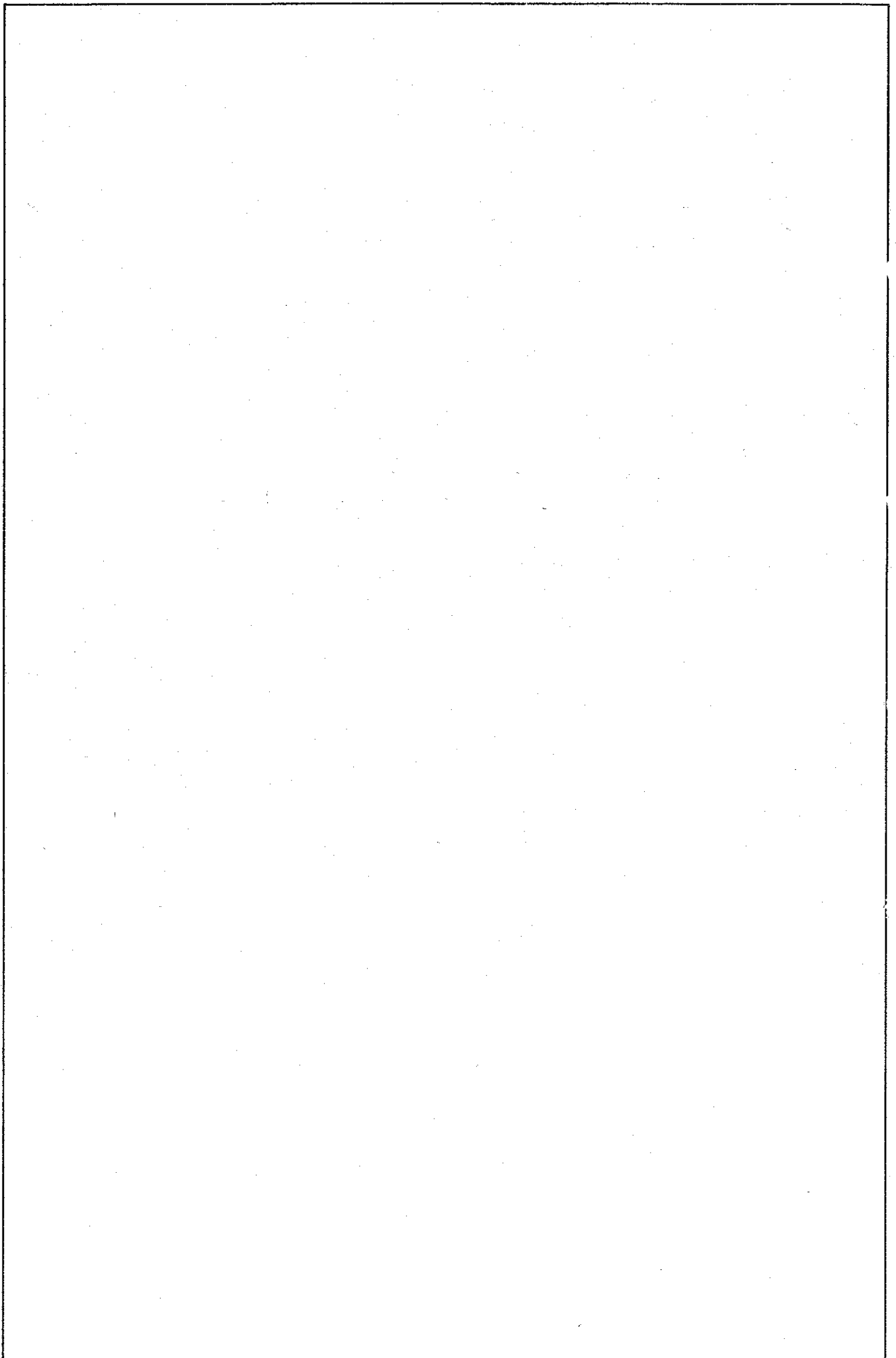
$P_K = \frac{E^2}{2 R_{F-30}}$ (Anpassungsfall) erhöht werden. Bei einem Regler für die *Trabant*-Lichtmaschine beträgt die Kühlleistung etwa 24 W gegenüber 10 W bei digitaler Regelung und $U_{CESat} = 1,5 \text{ V}$.

8.4. Ladegerät

Ein Reglerbaustein läßt sich vorteilhaft zum stationären Laden von Kfz-Akkumulatoren einsetzen.

Ersetzt man in der Schaltung nach Bild 27 den Lastwiderstand R_L durch die zu ladende Batterie, so erhält man ein Ladegerät mit einer Dreistufenladung nach Bild 2. Die Strombegrenzung wird analog der Schaltung nach Bild 19 durchgeführt, wobei der Strom auf den maximal zulässigen Strom des Netzteils begrenzt werden muß.

Bei Erreichen der Ladeendspannung wird der Strom bei richtig eingestellter Spannung automatisch auf den dauernd zulässigen Restladestrom begrenzt, so daß unabhängig von der vor der Ladung vorhandenen Restkapazität keine Überladung möglich ist.





1. Einleitung

Im folgenden werden einige erprobte Schaltungen für Drehzahlmesser vorgestellt. Die allen Varianten gemeinsame Drehzahlwandlerschaltung ist in diskreter Technik und etwas komplizierter aufgebaut als andere Ausführungen. Sie zeichnet sich aber durch hervorragendes Linearitätsverhalten und durch gleichbleibende Meßgenauigkeit auch bei abgenutzten Unterbrecherkontakten oder bei schlechtem Zustand der Kerzen aus. Spezielle integrierte Schaltkreise für die Drehzahlwandlerschaltung (z. B. SAK 115 von IIT) stehen dem Amateur z. Z. nicht zur Verfügung. Der A 301 bietet gegenüber der diskreten Technik keine entscheidenden Vorteile. Auf eine Erprobung dieser Variante wurde daher verzichtet. Interessenten finden dafür einen entsprechenden Schaltungsvorschlag im Katalog *Analoge integrierte Schaltkreise – industrielle Elektronik* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt. Alle Varianten dieses Beitrags sind für eine Speisespannung von 12 V vorgesehen.

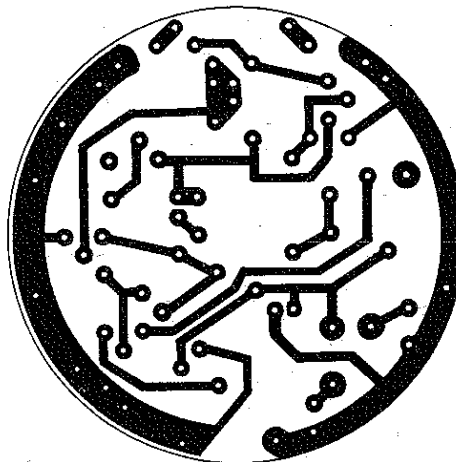


Bild 2 Leiterbild zu Bild 1

2. Drehzahlmesser mit Zeigerinstrument

Diese Schaltung (Bild 1) wurde für ein Meßwerk von etwa 1 mA Vollausschlag konzipiert. Bei anderen Instrumententypen können die Widerstände R12 und R13 entsprechend geändert werden, oder das Instrument ist durch einen Zusatzwiderstand zu shuntieren. Angesteuert wird die Schaltung wie üblich und wie auch in den folgenden Beispielen von den Impulsen, die auf der Primärseite der Zündspule entstehen und einige hundert Volt betragen können.

Die Schaltung ist für Zwei- und Viertakter gleichermaßen brauchbar. Bei Zweitaktern ist die in Bild 1 ange deutete Brücke von C3 nach C4 einzulöten. Bei (Vierzylinder-)Viertaktern entfällt diese Brücke.

Bei Viertaktern ist mit R6 eine Impulslänge des Multivibrators aus T1 und T2 von etwa 2,5 ms einzustellen. Bei Zweitaktern beträgt dieser Wert 5 ms. Mit Widerstand R12 läßt sich das Instrument kalibrieren. Die in Bild 1 gestrichelt dargestellten Schaltungseinzelheiten (außer der Brücke von C3 nach C4) sind nur für die Leuchtbandanzeige erforderlich, wie sie im folgenden Abschnitt beschrieben wird. Bild 2 und Bild 3 zeigen Leiterbild und Bestückungsplan dieses Drehzahlmessers.

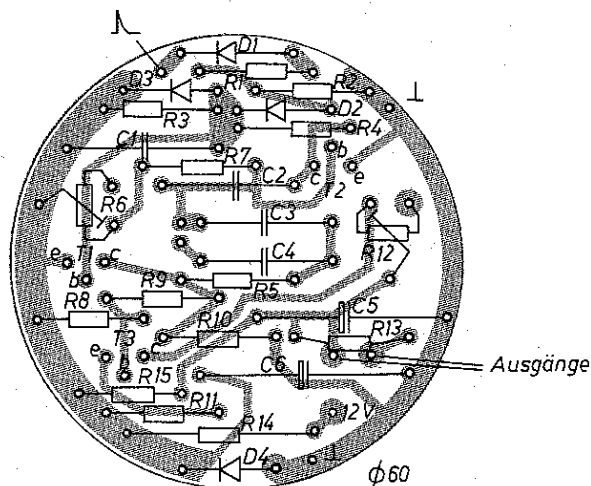


Bild 3 Bestückungsplan zu Bild 1 und Bild 2

3. Leuchtbandanzeige mit diskreter Ansteuerung

Bei dieser Variante (Bild 4) werden insgesamt 12 Lumineszenzdioden angesteuert, von denen entsprechend der Eingangsspannung eine Kette unterschiedlicher Länge leuchtet. Diese Schaltung läßt sich durch die im vorigen Abschnitt beschriebene

Drehzahlwandlerschaltung ansteuern, wenn die dort gestrichelt dargestellten Einzelheiten berücksichtigt werden. R13 der Wandlerschaltung kann dann entfallen; R12 ist auf Größtwert zu stellen oder durch einen entsprechenden Festwiderstand zu ersetzen. Da in dieser Variante die Rechteckspannung des Multivibrators aus T1 und T2 nicht durch die Trägheit des Instru-

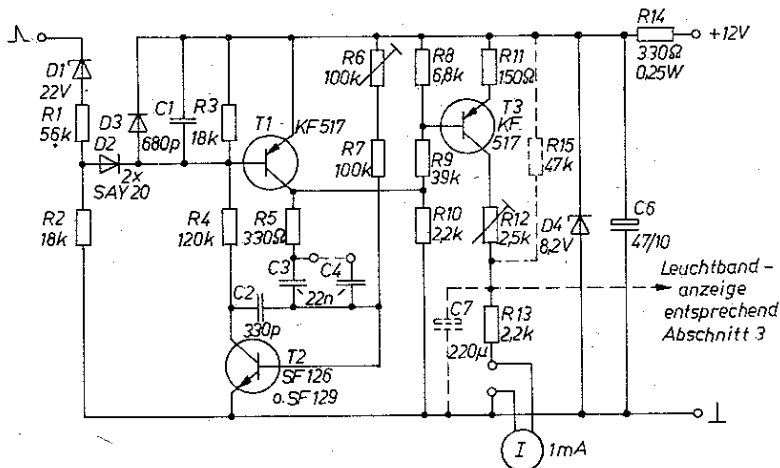


Bild 1
Drehzahlmesser mit
Zeigerinstrument

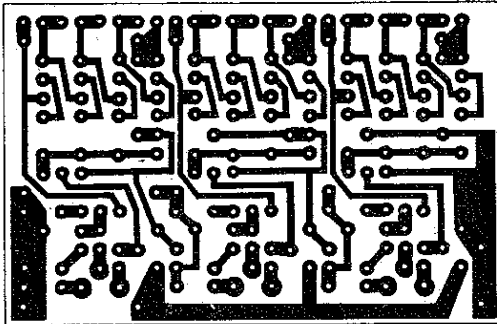
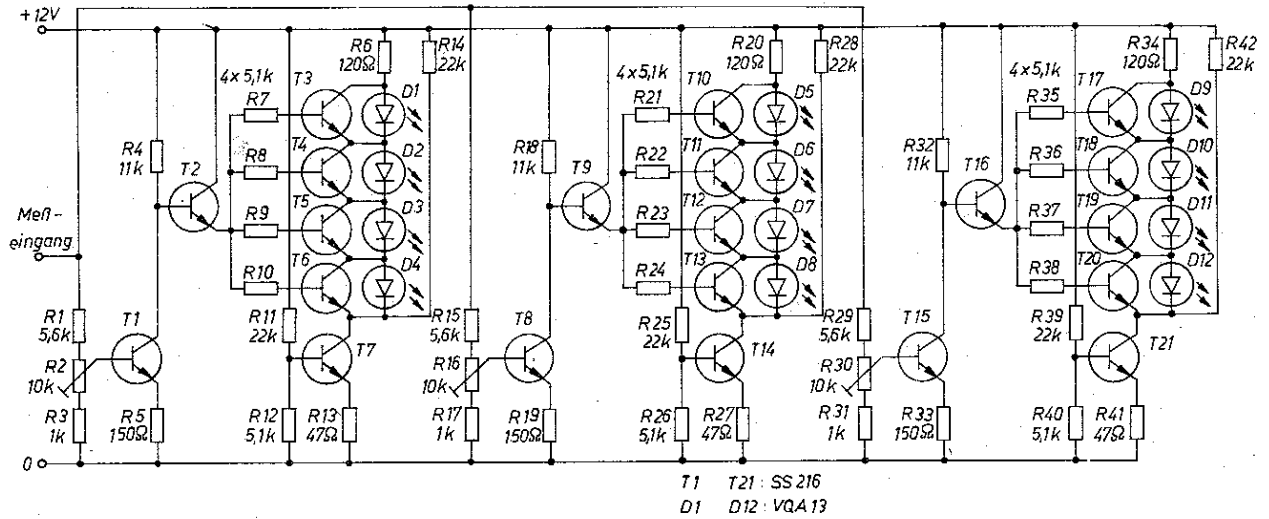
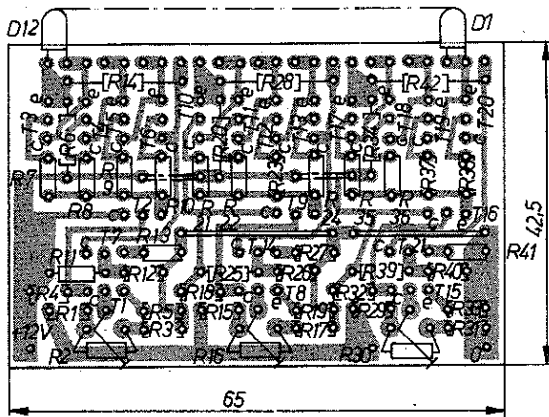


Bild 4 Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige (Ansteuerung diskret)
Bild 5 Leiterbild zu Bild 4
Bild 6 Bestückungsplan zu Bild 4
Bild 7 Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige (Ansteuerung integriert)

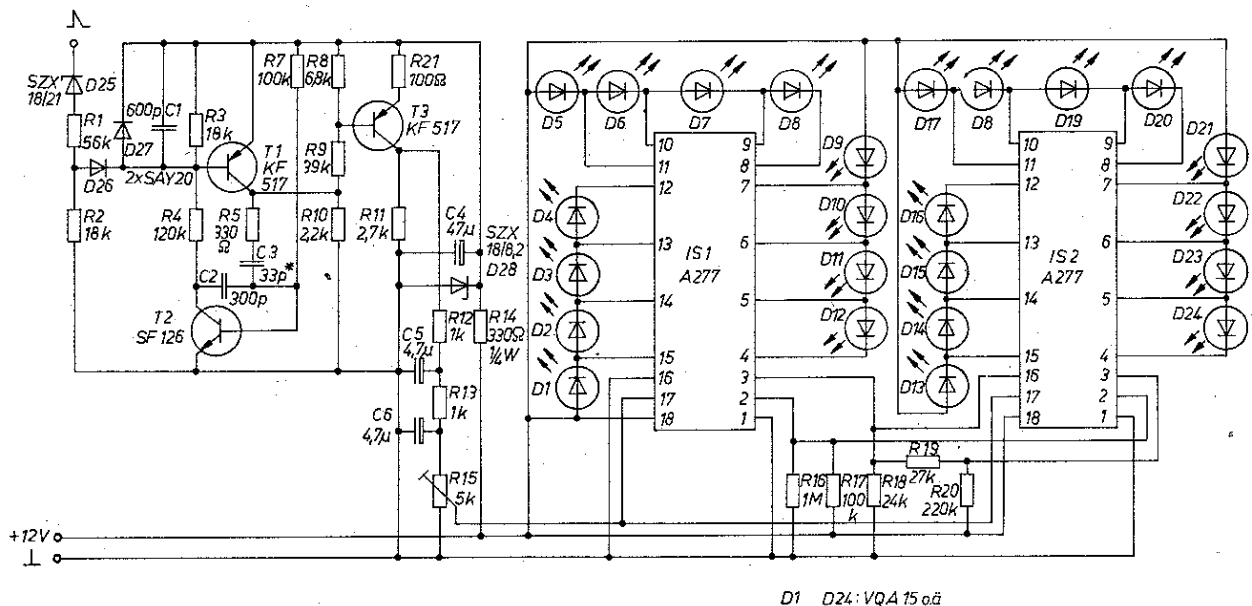


ments integriert wird, muß die Ausgangsspannung durch C7 geglättet werden, um ein Flackern der Dioden im unteren Drehzahlbereich zu verhindern

Zu beachten ist auch noch, daß die erste Diode erst bei einer Offsetspannung von etwa 1 V anspricht. Deshalb ist bei dieser Schaltungsvariante nach Bild 1 der Widerstand R15 (etwa 4,7 kΩ) einzufügen. Den endgültigen Wert legt man beim Kalibrieren des Geräts für die untere angezeigte Drehzahlgrenze fest

Mit den Einstellern R2, R16 und R30 entsprechend Bild 3 ist einerseits der Endwert der Anzeige zu justieren, andererseits muß mit ihnen der gleichmäßige Übergang der Anzeigewerte von einer Leuchtdiodengruppe zur anderen abgeglichen werden. Die Reihenfolge, in der die Lumineszenzdioden vom unteren Meßwert an aufleuchten, ist D12, D11, D10, D9, D8 . . .

Mit 12 Dioden läßt sich ein Meßbereich von 0 bis 6000 Umdrehungen je Minute mit einer Auflösung von 500 U/min realisieren. Bild 5 und Bild 6 zeigen Leiterbild und Bestückungsplan zu Bild 4





4. Leuchtbandanzeige mit integrierter Ansteuerung

Diese Variante (Bild 7) dürfte die Optimallösung darstellen; denn der Schaltkreis A 277 wurde in der DDR entwickelt. Bei der Verwendung von 2 Schaltkreisen lassen sich 24 Leuchtdioden ansteuern, wobei sich im Bereich von 0 bis 6000 U/min eine Auflösung von 250 U/min ergibt. Da die Anzeige eine gute Linearität aufweist, bringt diese Auflösung eine höhere Genauigkeit als die meisten Zeigerinstrumente in Drehzahlmessern. Die Leiterplattenvorschläge in Bild 8 bis Bild 10 sehen eine lineare Skale unter Verwendung der aneinanderreihbaren Lumineszenzdioden VQA 15 vor. Unter Abänderung der Leiterplattenkonzeption lassen sich bei gleichbleibenden sonstigen Schaltungseinzelheiten auch Dioden vom Typ VQA 13 od. ä. einsetzen, jedoch ist dann wegen der erheblich größeren Abmessungen dieser Bauelemente die Anordnung in Form einer Kreis-skale sinnvoller.

Es liegt nahe, die unterschiedlichen Bereiche der Anzeige durch verschiedenfarbige Leuchtdioden kenntlich machen zu wollen. Das bringt jedoch die Gefahr von Unstetigkeiten im Skalenverlauf, da die unterschiedlichen Diodentypen jeweils andere Flußspannungen aufweisen.

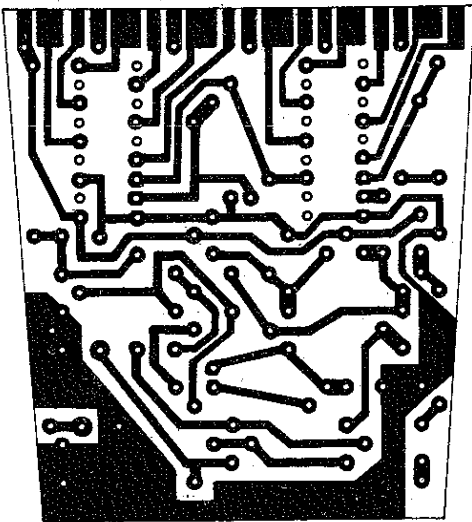


Bild 8 Leiterbild zu Bild 7 (Leiterseite)

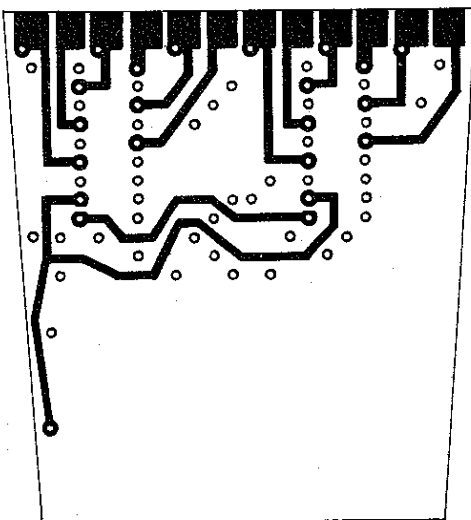


Bild 9 Leiterbild zu Bild 7 (Bestückungsseite)

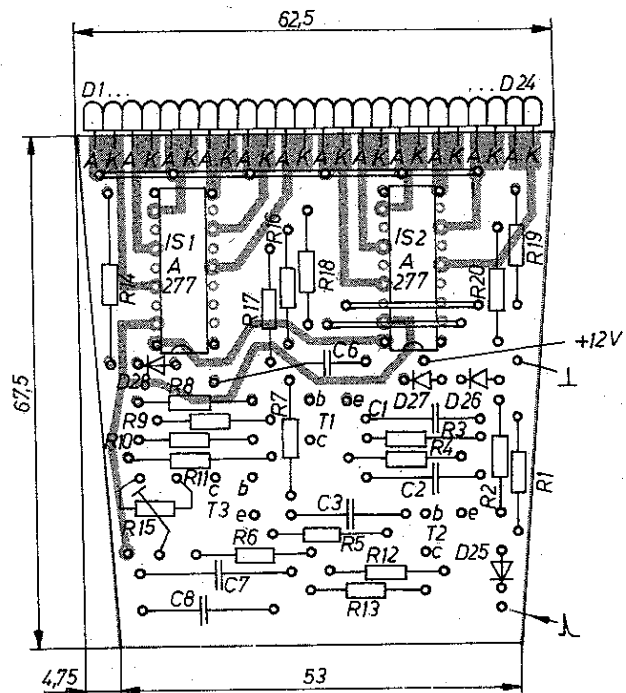
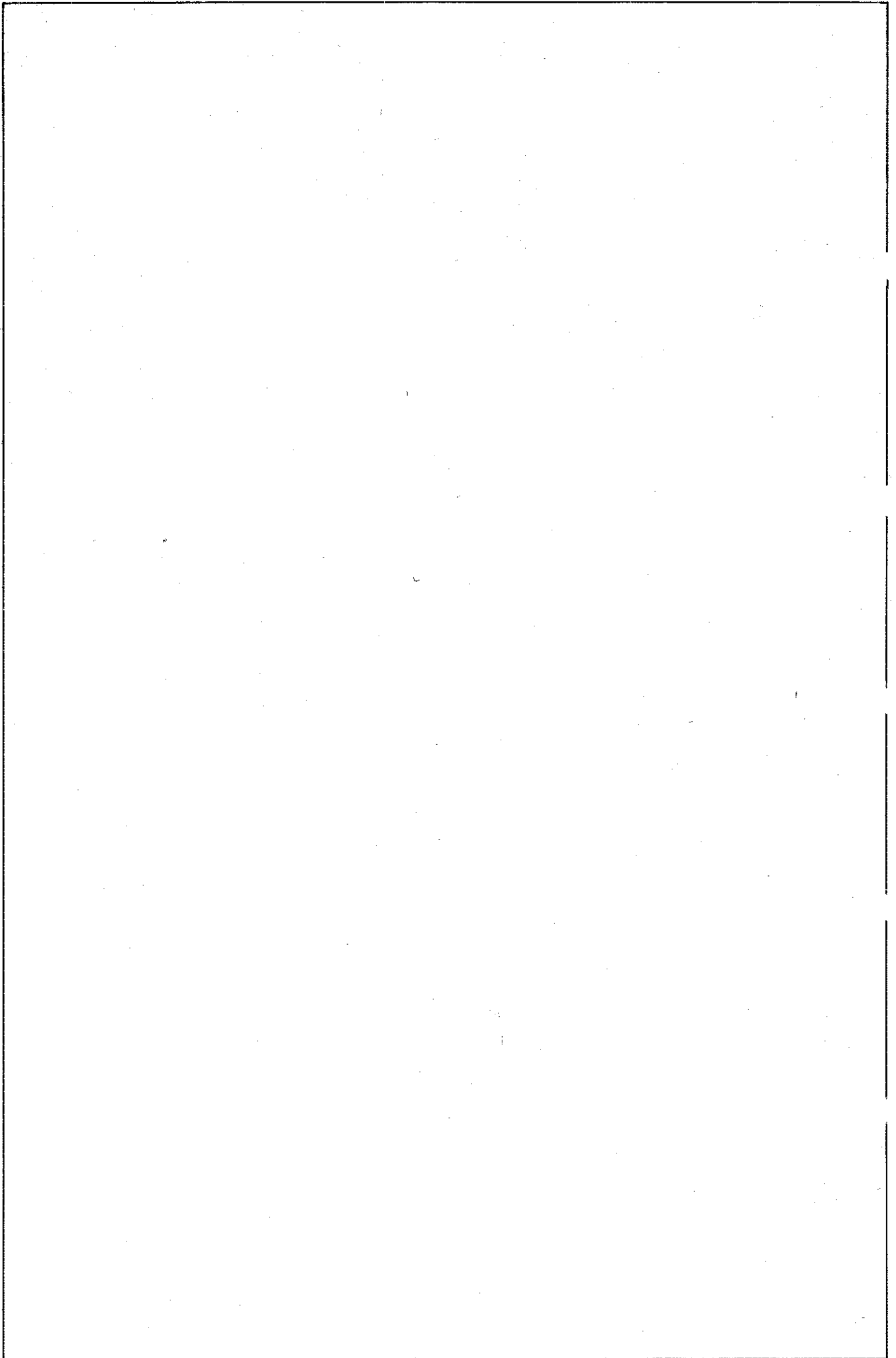


Bild 10 Bestückungsplan zu Bild 7 bis Bild 9

Die leicht trapezförmige und durch Ausnutzen der doppelseitigen Kupferplattierung besonders klein gehaltene Leiterplatte erlaubt eine ansprechende Gestaltung des Gehäuses. Es ist zweckmäßig, das Gehäuse so flach wie möglich auszuführen (15 bis 20 mm) und etwa 10 bis 20 mm über die Frontplatte mit den durchgesteckten Leuchtdioden nach vorn hervorragen zu lassen, um auch an hellen Sonnentagen das Anzeigetableau ausreichend vor Fremdlicht zu schützen. Andernfalls kann unter ungünstigen Lichtverhältnissen (tiefstehende Sonne von schräg hinten) die Ablesung des Drehzahlwerts sehr erschwert werden. Die Herstellung eines entsprechenden flachen und konischen Gehäuses ist nicht allzu schwer, wenn in der gewünschten Größe zunächst ein Modell angefertigt wird (z. B. aus Holz). Um dieses Modell lassen sich dann entsprechende Teile, die aus 2 mm dickem PVC mit Aufmaß zugeschnitten sein sollten, unter Erwärmung herumbiegen. Nach anschließendem maßhaltigem Zuschneiden verbindet man die Teile durch Kleben (PCD 13 od. ä.). Die Leiterplatte mit aufmontierter Frontplatte wird von vorn eingesteckt. Die Frontplatte rastet ein oder wird verschraubt. Die Skale sieht am saubersten aus, wenn man sie vergrößert zeichnet und fotografiert. Die auf die entsprechenden Abmessungen gebrachte Vergrößerung oder Kopie bildet dann die Skale.





1. Einleitung

Müssen umfangreichere Diaserien wiederholt vorgeführt werden, nimmt man den begleitenden Text, gegebenenfalls auch mit Musik gemischt, zweckmäßigerweise auf Magnetband auf. Steht ein Diaprojektor mit fernbedienbarer Diawechselautomatik zur Verfügung, bietet sich neben der Tonwiedergabe auch die gleichzeitige Steuerung des Diawechsels durch das Magnetbandgerät an.

Mehrere Realisierungsmöglichkeiten (z. B. Kontaktmarken auf dem Magnetband, Ausnutzen von Tonpausen, Steuerimpulse in anderer Magnetisierungsrichtung) unterscheiden sich in Universalität und Aufwand. Im folgenden werden zwei andere Verfahren behandelt, nämlich Steuerimpulse außerhalb des Hörbereichs auf der Begleittonspur und Steuerimpulse auf separater Magnetbandspur.

Die entwickelten und aufgebauten Schaltungen sind in ihren speziellen Einzelheiten auf das ČSSR-4-Spur-Magnetbandgerät B4 (TESLA) und auf den fernbedienbaren Diaprojektor Aspectomat J24 (Pentacorn, Dresden) ausgelegt, lassen sich aber in ihrer Grundkonzeption auch für andere Gerätekombinationen sinngemäß anwenden.

2. Steuerfrequenz außerhalb des Hörbereichs auf der Begleittonspur

Bei dieser Variante wird davon ausgegangen, daß sich bei 4-Spur-Magnetbandgeräten 2 Spuren nacheinander aufnehmen lassen (Playbacktechnik), die dann als Summe gleichzeitig wiedergegeben werden können. Wird auf diese Weise der aus Text und Musik bestehende Begleitton nacheinander auf 2 getrennten Spuren aufgenommen, ergibt sich zwangsläufig, daß die Tonfrequenzimpulse zur Steuerung des Diaprojektors auf eine der beiden Tonspuren gelegt werden und daher außerhalb des Hörbereichs sein müssen. Diese Tatsache wiederum verlangt wegen der dann erforderlichen Trennung von Schalt- und Begleittonsignal ein selektives Verfahren.

Die Wechselspannung für die Impulse wurde an die obere Frequenzgrenze gelegt, weil bei der unteren Grenzfrequenz wegen der verwendeten LC-Kreise Selektionsprobleme auftreten und weil Schwierigkeiten mit Brummeinstreuungen entstehen können. Da die verwendete Frequenz außerhalb der oberen Hörbereichsgrenze und innerhalb der Aufnahmefähigkeit des Magnetbandgeräts liegen muß, kommt nur das Frequenzgebiet zwischen etwa 16 und 19 kHz in Frage, was gleichzeitig Bandgeschwindigkeiten unter 9,5 cm/s für dieses Verfahren ausschließt.

2.1. Schaltungsaufbau

Das Diaschaltgerät enthält einen Oszillator zur Erzeugung der Steuerfrequenz und einen auf diese Frequenz abgestimmten selektiven Verstärker zur Wiedergabe. An diesen schließt sich die Schaltstufe an, die im Projektor den Diawechsel auslöst. Die Transistorbestückung ist dem Magnetbandgerät angepaßt (Ge-pnp-Transistor 105 NU 70 aus der ČSSR).

Für die Oszillatorstufe wurde die Meißner-Schaltung angewendet, weil sie sich durch eine einfache Schaltungsmaßnahme in eine selektive Verstärkerstufe verwandeln läßt (Bild 1). Umgeschaltet wird mit einem Tastenschalter. Die Induktivitäten werden mit Schalenkernen realisiert.

Der Parallelkreis L1 C2 am Kollektor von T1 ist auf die Steuerfrequenz abgestimmt. In der gestrichelten Schalterstellung der Kontakte s1 s2 (Stellung Oszillator) arbeitet diese Stufe als Generator. Die Impulse werden mit der Taste T durch Einschalten der Betriebsspannung von Hand getastet und über R2 und C5 dem Magnetbandgeräteeingang zugeführt. Den sich ergebenden, auf das Magnetband zu speichernden Steuerimpuls zeigt in prinzipieller Form Bild 2.

Bei der Betriebsart selektiver Verstärker liegen die Kontakte

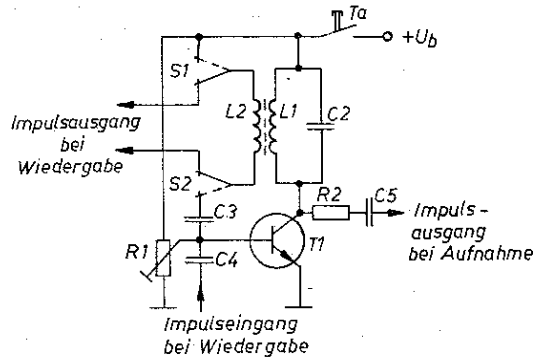


Bild 1 Prinzip der kombinierten Oszillator- und Verstärkerstufe

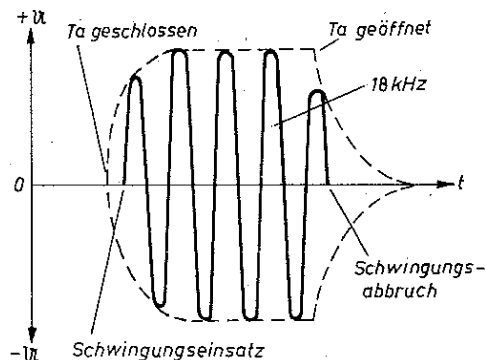


Bild 2 Prinzipielle Form des Steuerimpulses für den Diawechsel

s1 s2 in der ausgezogenen Stellung, und die Taste T ist durch s3 überbrückt. Die dem Magnetbandgerät bei der Wiedergabe entnehmbaren Impulse (sie entsprechen wieder Bild 2) gelangen über C4 auf den Transistor T1, werden verstärkt und – von L2 ausgekoppelt – über C6 (s. Bild 3) der zweiten selektiven Verstärkerstufe (I2) zugeführt. Der hier am Kollektor liegende Schwingkreis L3C7 ist auf die Steuerfrequenz abgestimmt. Sie wird mit L4 ausgekoppelt und von der Diode D1 gleichgerichtet. Die dann über C9 entstehende positive Richtspannung schaltet T3 durch; das Relais R zieht an und schaltet weitere Kontakte r1r2 über eine zusätzlich am Projektor angebrachte, parallel zum Handkontakt liegende Buchse direkt den Diawechsel. Sollte einmal kein automatischer Projektor zur Verfügung stehen, zeigt die über den Relaiskontakt r3 geschaltete Lampe L den Zeitpunkt für den dann von Hand auszulösenden Diawechsel an. Der Widerstand R7 heizt den Glühfaden der Lampe vor, da der Einschaltstromstoß bei ohne Vorheizung zugeschalteter Lampe Anlaß zu Knackstörungen im Tonkanal gibt. Zur Aufnahme der Impulse wird der Impulsausgang des Diaschaltgeräts mit dem Rundfunkeingang des Magnetbandgeräts verbunden. Gleichzeitig liegt am Mikrofoneingang des Magnetbandgeräts ein Mikrofon, wobei während des Sprechens des Textes an den festgelegten Stellen (vorteilhafterweise mit einer Art »Drehbuch«) von Hand über die Taste T die Impulse gegeben werden. Danach wird in einem zweiten Banddurchlauf neben der nun schon vorhandenen Text- und Steuerimpulsspur im Playback auf die zweite Spur die begleitende Musik aufgenommen.

Bei der Wiedergabe eines fertigen Magnetbands verbindet man den Rundfunkeingang des Magnetbandgeräts mit dem Impuls-eingang des auf Verstärkerbetrieb geschalteten Diaschaltgeräts. Die erforderliche Betriebsspannung wird dem Magnetbandgerät entnommen; sie wurde an einen freien Kontakt der gleichen Diodenbuchse des Magnetbandgeräts gelegt. Entsprechend der

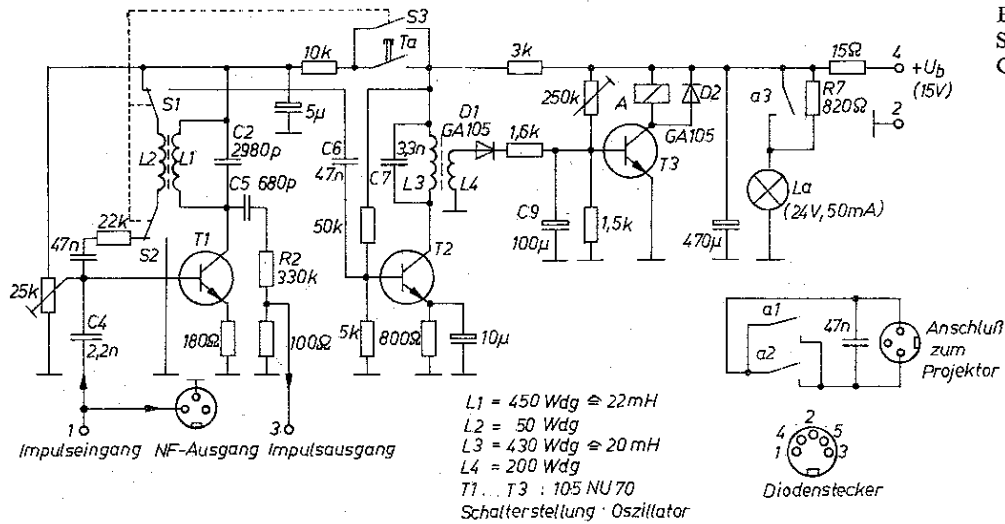


Bild 3
Stromlaufplan des
Gesamtgeräts

Konzeption des Magnetbandgeräts *B4* sind beide Spurwahltasten gedrückt und beide Potentiometer voll aufgedreht, so daß über eine Spur die Musikbegleitung und über die zweite Spur Sprache und Steuerimpulse gleichzeitig wiedergegeben werden. Innerhalb des Diaschaltgeräts liegt parallel zum Impulseeingang eine weitere Buchse (*NF-Ausgang*). Sie ist nötig, falls der Begleitton nicht über das Magnetbandgerät selbst, sondern über einen externen Verstärker mit Lautsprecher wiedergegeben werden soll.

Die im Gesamtstromlaufplan (Bild 3) dargestellten Schwingkreisdaten ergeben eine Schwingfrequenz von etwa 18 kHz. Um sichere Impulsaufnahme und -wiedergabe zu erwirken, ist bei dieser hohen Frequenz unbedingt auf einwandfreien Band-Kopfkontakt und auf einen sauberen Kopfspiegel zu achten.

3. Steuerfrequenz auf separater Spur des Magnetbands

Besteht die Möglichkeit, den aus Text und Musik zusammengesetzten Begleitton in einem Arbeitsgang gleichzeitig auf eine Spur aufzunehmen (was eine studiomäßige Einrichtung und dann mindestens einen zusätzlichen Mitarbeiter voraussetzt) oder mit einem zweiten Magnetbandgerät von 2 Spuren auf eine Spur herunterzumischen, können die Diawechselimpulse nachträglich auf die dann freie zweite Bandspur aufgenommen werden. In diesem Fall ist ein selektives Verfahren nicht erforderlich, und die Steuerimpulsfrequenz braucht auch nicht mehr außerhalb des Hörbereichs zu liegen.

Entsprechend dem Konzept des Magnetbandgeräts *B4* wird die Begleittonspur über den Rundfunkausgang wiedergegeben (zugehörige Spurwahltaste ist gedrückt). Das Signal der Diasteuerimpulse der zweiten Spur (nicht gedrückte Spurwahltaste) liegt

als unverstärkte Kopfspeisung (etwa 100 bis 300 μV) an der Zusatzverstärker-Anschlußbuchse des *B4* und muß von hier an durch das Diaschaltgerät weiterverarbeitet werden.

3.1. Schaltung mit diskreten Bauelementen

Bild 4 zeigt eine realisierte Variante des Diaschaltgeräts für diese Bedingungen. Die vom Magnetband wiedergegebenen Impulse gelangen über *C1* auf einen 2stufigen aperiodischen Transistorverstärker (*T1*, *T2*), der keine Besonderheiten aufweist. Wegen der erforderlichen hohen Verstärkung waren jedoch Maßnahmen gegen Rundfunktendereinstrahlungen (HF-Kurzschluß durch *C2*, *C3*, *C5* und *C8*) sowie gegen tieffrequente Selbsterregung nötig (*RC*-Glieder *R5*, *C6*). Nach der erforderlichen Impedanzwandlerstufe *T3* werden die Wechsellspannungsimpulse über die Spannungsverdopplerschaltung *C10*, *D1*, *D2* und *C12* gleichgerichtet. Diese Spannung steuert die das Relais auslösende Schaltstufe *T4*. Zur Diawechselsignalisierung leuchtet gleichzeitig die Lumineszenzdiode *D4* auf, um, wie schon erwähnt, auch bei nichtautomatisierbarem Vortrag den Diawechsel von Hand aus vornehmen zu können.

Zur Aufnahme werden die Impulse wieder per Hand mit der Taste *T* getastet, wodurch der Oszillator *T5* anschwingt (etwa 2,3 kHz bei den angegebenen Schwingkreisdaten). Über *C17*, *R17* und *R18* werden die Impulse dem Rundfunkeingang des Magnetbandgeräts pegelgerecht (etwa 20 mV) zugeführt. Bei der Impulsabgabe mit *T* löst gleichzeitig über *R22* die Schaltstufe *T4* aus. Das ermöglicht den Diatransport des angeschlossenen Projektors, so daß das Setzen der Diawechselimpulse bei laufendem Begleitton (der schon vorher produziert wurde) gut zu kontrollieren und zu beurteilen ist.

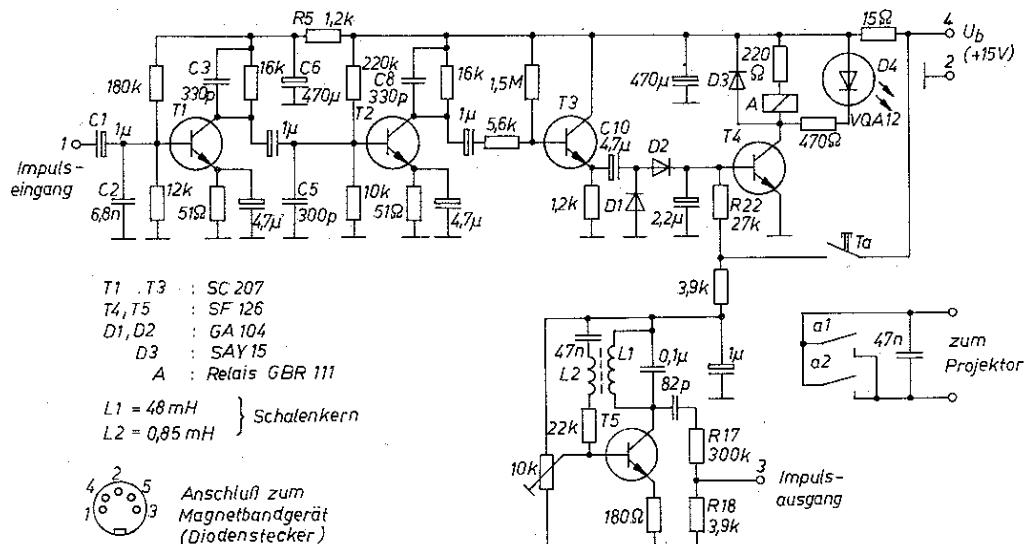
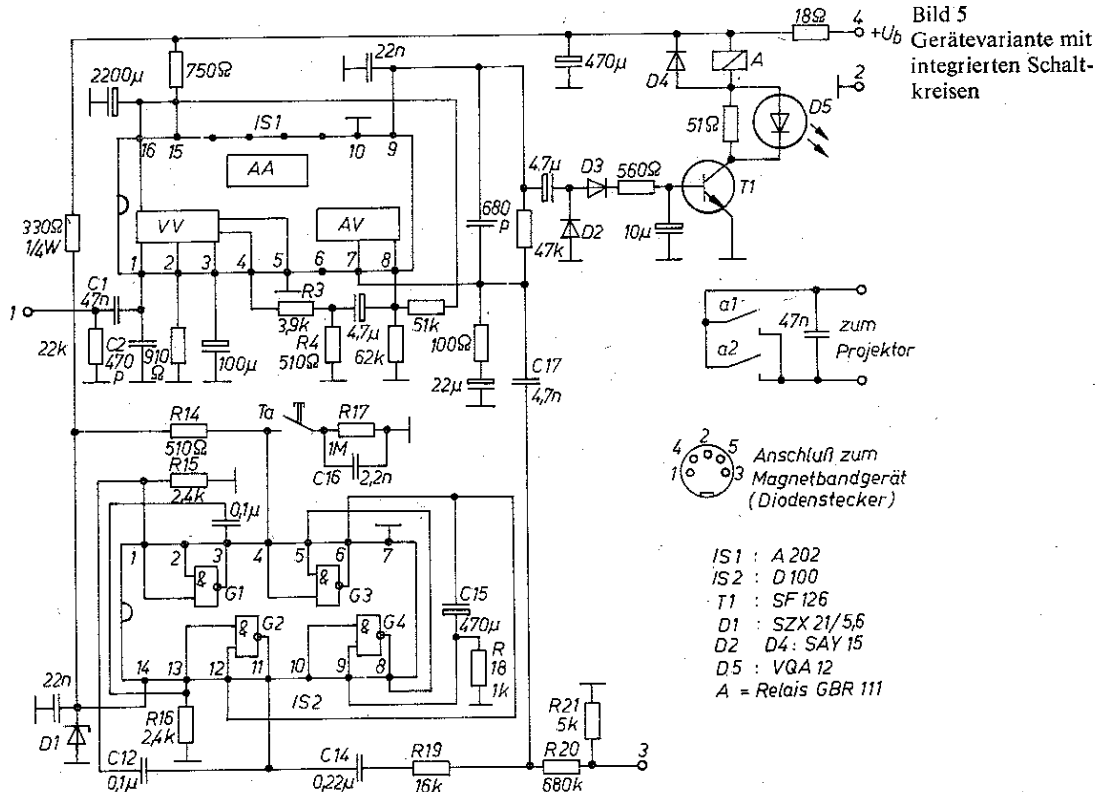


Bild 4
Gerätevariante mit
diskreten Bau-
elementen



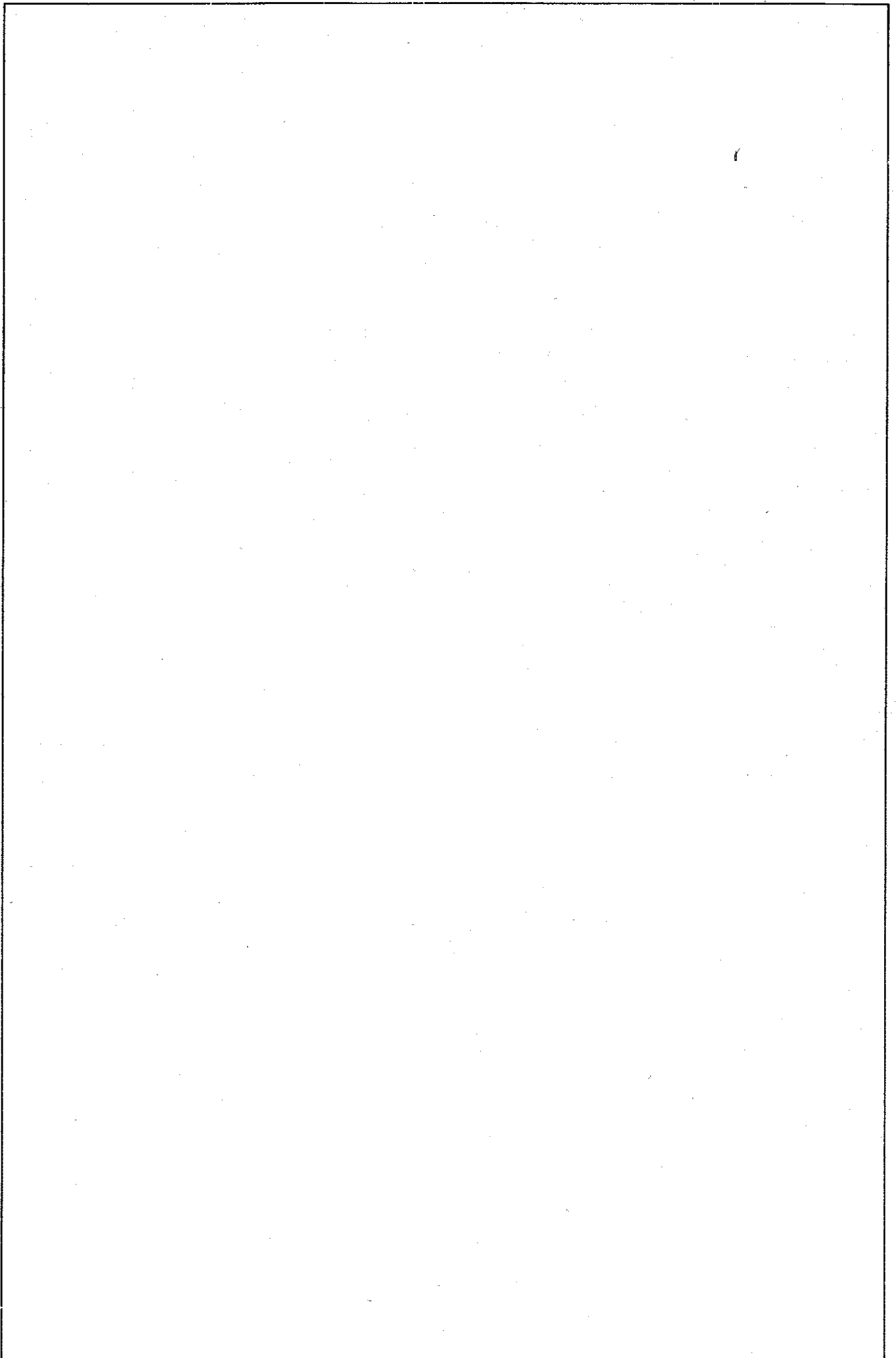
3.2. Schaltung mit integrierten Schaltkreisen

Die in Abschnitt 3. dargelegten prinzipiellen Probleme zum Verfahren gelten auch für das mit Schaltkreisen aufgebaute Gerät nach Bild 5.

Die vom Magnetbandgerät abgegebenen Schaltimpulse haben eine sehr kleine Amplitude und werden daher mit dem Analogschaltkreis A 202 verstärkt (IS1 in Bild 5). Über C1 gelangen die Impulse in den Block Vorverstärker VV des Schaltkreises IS1. Die Verstärkungsreserve ist sehr groß, so daß die Spannung über R3 R4 geteilt werden muß, um den Block Aufnahmeverstärker AV nicht zu übersteuern. Die Außenbeschaltung des AV ist kritisch, weshalb man von den angegebenen Werten nicht abweichen sollte. Der Kondensator C2 ist unmittelbar am Anschluß 1 des IS1 anzulöten und unterdrückt parasitäre Rundfunksendereinstreuungen. Der Block automatische Aussteuerungsregelung AA in IS1 bleibt unbenutzt. Am Anschluß 9 des A 202 wird das hochverstärkte Impulssignal ausgekoppelt und entsprechend Abschnitt 3.1. in der Schaltstufe T₁ weiterverarbeitet.

Die Impulserzeugung für die Aufnahme läßt sich (vergleichsweise zu den bisher beschriebenen Schaltungen) elegant mit dem Digitalschaltkreis D 100 (IS2 in Bild 5) realisieren. Dazu sind die Gatter G1 und G2 als astabiler Multivibrator mit einer Schwingfrequenz von etwa 2,3 kHz geschaltet (bestimmt durch die Zeitkonstanten R15, C12 und R16, C13). Eine definierte Impulserzeugung stellen die als monostabiler Multivibrator geschalteten Gatter G3 G4 des D 100 sicher. Ausgelöst wird dieses Monoflop durch Betätigung der Taste T, wodurch über R14 und über das RC-Glied R17 C16 am Anschluß 4 des Gatters G3 eine abfallende (negative), prellfreie Triggerflanke entsteht. Unabhängig von der Dauer des manuellen Tastendrucks gibt das Monoflop einen durch C15 und R18 bestimmten, etwa 400 ms dauernden Impuls mit H-Potential am Anschluß 6 des D 100 ab. Mit diesem H-Impuls wird die Tatsache genutzt, daß der aus G1, G2 gebildete Multivibrator bei H-Potential am Anschluß 12 schwingt, bei L-Pegel dagegen nicht. Demzufolge steht am Ausgangsanschluß 11 nach Tastendruck immer ein 400 ms langer

2,3-kHz-Impuls zur Verfügung, der, über C14, R19, R20 und R21 ausgekoppelt, dem Magnetbandgerät als aufzunehmender Diawechselimpuls zugeführt wird. Außerdem gelangt dieser Impuls über C17 mit entsprechendem Pegel an Anschluß 7 des A 202 in dessen AV-Block, so daß beim Aufnehmen der Diawechselimpulsspur zur Kontrolle gleichzeitig der angeschlossene Diaprojektor mitlaufen kann (Schaltstufe T₁ wird ausgelöst). Da die Betriebsspannung für den D 100 in der Größenordnung von 5 V liegen muß, wird dieser Wert aus der Magnetbandgeräte-Betriebsspannung von 15 V über die Z-Diode D1 erzeugt. Wegen der impulsförmigen Stromaufnahme des D 100 ist die Gewinnung einer stabilen Spannung von 5 V über einen Spannungsteiler oder einen Vorwiderstand nicht möglich.





1. Einleitung

Durch die Entwicklung der integrierten Schaltung A 277 zur Ansteuerung von LED-Zeilen ergeben sich vielfältige Anwendungsmöglichkeiten, Gleichspannungsmeßgrößen als Leuchtpunkt oder Leuchtband auf einer LED-Skala darzustellen.

In Verbindung mit einem geeigneten Temperaturfühler, der Temperaturänderungen in proportionale Gleichspannungsänderungen umsetzt, können Temperaturwerte auch in größerer Entfernung vom Meßort zur Anzeige gebracht werden.

Verschiedenfarbige Lichtemitterdioden ermöglichen es, den Temperaturwert auch in dunklen Räumen bei größerem Abstand ohne Schwierigkeiten abzulesen. Dieser Anwendungsfall ist z. B. bei der Überprüfung von fototechnischen Bädertemperaturen in Dunkelkammern gegeben.

Regelstrecken zur Temperaturkonstanthaltung sowie Schutz- und Alarmschaltungen können direkt durch die entsprechende Diode über optische oder elektrische Signalgebung angesteuert werden.

Die Genauigkeit der Anzeige ist von der Anzahl der verwendeten LED und der Größe des Temperaturbereichs abhängig. Hierbei muß man beachten, daß durch einen Schaltkreis maximal 12 LED angesteuert werden können und daß bei einer größeren Skala eine Zusammenschaltung von mehreren Schaltkreisen notwendig ist.

2. Temperaturfühler

Bei der Auswahl des Temperaturfühlers müssen die gewünschte Genauigkeit bzw. Linearität der Anzeige und der erforderliche Spannungshub im Meßbereich berücksichtigt werden.

Den geringsten schaltungstechnischen Aufwand erfordert ein Heißleiter, da dieser auch in einem geringen Temperaturbereich eine große Spannungsänderung hervorruft. Die stark nichtlineare Kennlinie läßt keine lineare Anzeige der Temperatur durch den Schaltkreis zu (Bild 1). Er wird dort am meisten zur Anwendung kommen, wo keine kontinuierlichen Messungen vorgenommen werden und wo es nur um die Kontrolle von Sollwerten geht.

Als linearer Temperaturfühler bietet sich eine Siliziumdiode an. Der negative Temperaturkoeffizient der Durchlaßspannung ist über einen großen Temperaturbereich konstant (Bild 2).

Wegen des geringen Spannungsschubs kann der Schaltkreis nicht direkt durch eine Diode angesteuert werden. Es ist deshalb erforderlich, entweder durch die Reihenschaltung von mehreren Dioden oder in Verbindung mit einem Linearverstärker den erforderlichen minimalen Spannungshub von $U_{Stmin} = 1,5 \text{ V}$ zur Vollaussteuerung eines Schaltkreises über den gesamten Temperaturbereich zu erzielen.

3. Temperaturanzeige mit 12 LED

Bild 3 zeigt ein Thermometer für die Überprüfung von Sollwerttemperaturen. Da bei diesen Anwendungen eine konstante Temperaturdifferenz für die Leuchteinsatzpunkte zwischen 2 LED von untergeordneter Bedeutung ist, wurde ein Heißleiter als Temperaturfühler eingesetzt. Mit den Widerständen R2 und R3 kann die Eichung der Skala für den gewählten Abschnitt des Temperaturbereichs von etwa 0 bis 100 °C vorgenommen werden. Eine günstige optische Wirkung erzielt man, wenn die Skala in verschiedenfarbige Bereiche aufgeteilt wird.

4. Lineare Temperaturanzeige mit 24 LED

Bild 4 zeigt ein lineares Thermometer mit erhöhter Anzeigegenauigkeit. Es ist für einen Temperaturbereich von 22,5 bis 80 °C ausgelegt. Das entspricht etwa dem Bereich der Wassertemperaturen bei Zentralheizungsanlagen. Der Temperatur-

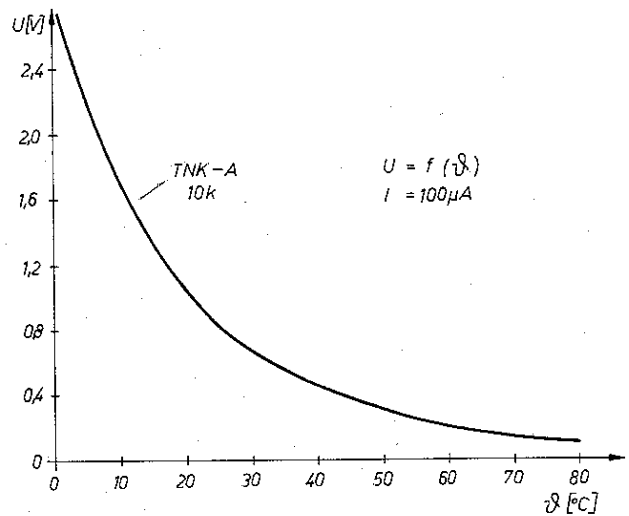


Bild 1 Temperaturabhängigkeit eines Heißleiters

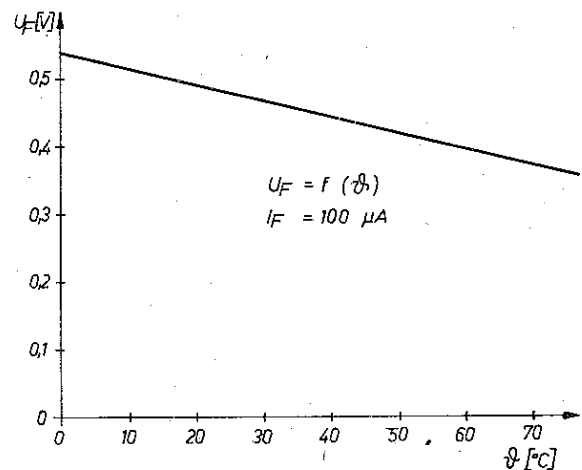


Bild 2 Temperaturabhängigkeit der Flußspannung einer Si-Diode

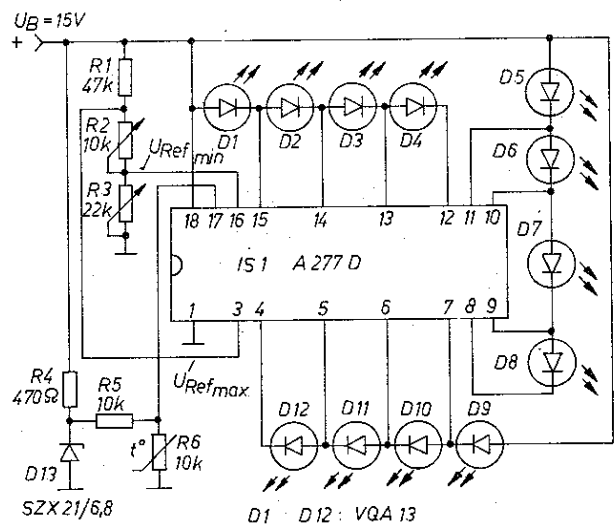
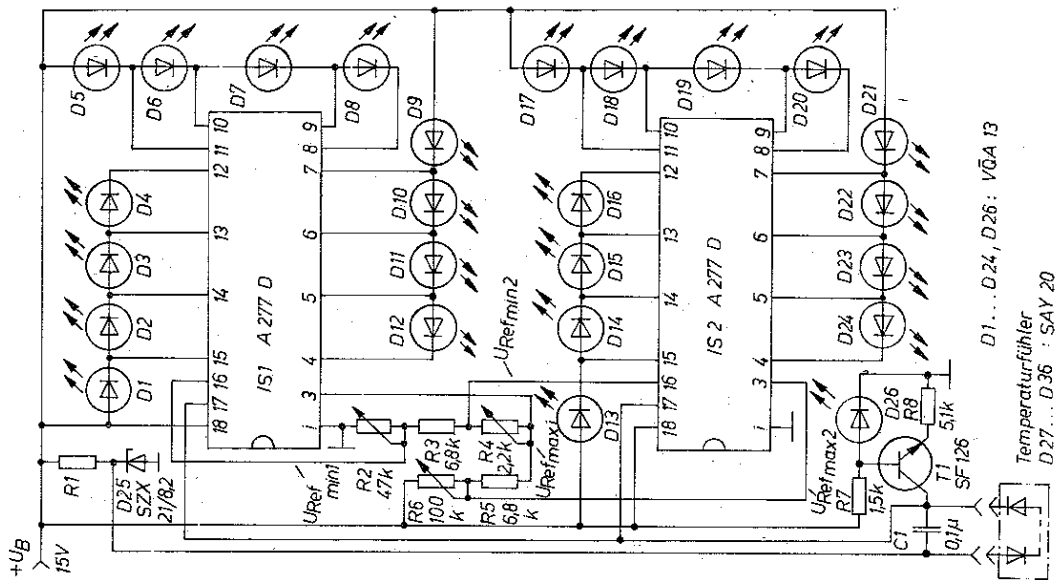


Bild 3 Temperaturanzeige mit 12 LED



D1...D24, D26: V0A 13
 Temperaturfühler
 D27...D36 : SAY 20

fühler setzt sich aus einer Reihenschaltung von 10 Siliziumdioden zusammen.

Bild 4 Lineare Temperaturanzeige mit 24 LED

Über T1 und die als Z-Diode wirkende Diode D26 wird ein Konstantstrom von etwa $100\mu\text{A}$ eingespeist. Als maximaler Spannungshub für alle 10 Dioden ist im Aussteuerungsbereich etwa $U_{S1} = 1,4\text{V}$ zu erwarten (s. Bild 2). Die Skale wird über den Referenzspannungsteiler R1 bis R6 geeicht. Der Widerstand R4 kompensiert Offsetspannungen im unteren und im oberen Aussteuerungsbereich der Schaltkreise (Bild 5). Ohne diese Kompensation ist kein linearer Übergang zu den Anzeigebereichen der beiden Schaltkreise möglich.

Die Schaltungen sind für eine stabilisierte Spannung von 15 V ausgelegt. Spannungsschwankungen führen zu Meßfehlern

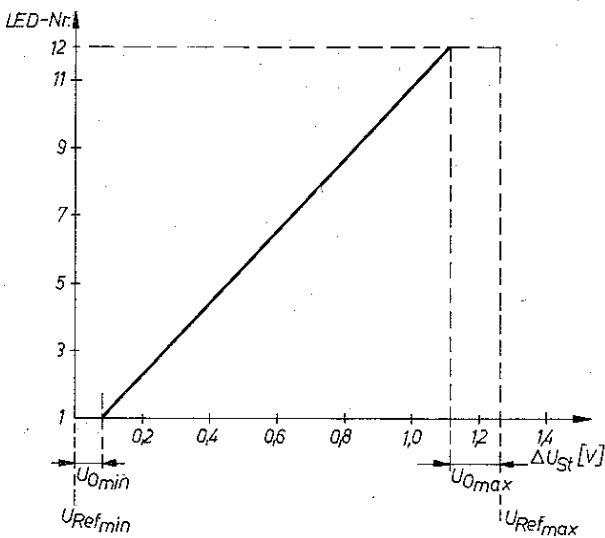


Bild 5 Anzeigelinearität des A 277 D



1. Einleitung

Im folgenden werden einige Hilfsmittel vorgestellt, die dem Fotoamateur die Arbeit erleichtern sollen. Das bezieht sich auf elektronische Einrichtungen sowohl für die Aufnahme als auch für die Entwicklung und Reproduktion.

2. Belichtungszeitgeber mit TTL-Schaltkreisen

Das Schaltungskonzept des Belichtungszeitgebers wurde auf sparsamen Bauelementeeinsatz hin entwickelt. Dennoch sind prinzipielle Vorteile, die der Einsatz von TTL-Schaltkreisen bietet, offensichtlich.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Belichtungszeitgebers. Als Zeitbasis benutzt man 1-s-Impulse, die aus der Netzfrequenz abgeleitet werden. Der Wert für die Belichtungszeit wird mit den 10stufigen Drehschaltern S5 und S6 zusammengestellt. Es sind Belichtungszeiten von 0,1 bis 9,9 s und von 1 bis 99 s wählbar. Der jeweilige Zeitbereich wird mit der Stellung von S4 festgelegt.

Der Brückengleichrichterschaltung D6 bis D9 werden die positiven 100-Hz-Sinushalbwellen entnommen und über den Spannungsteiler R1 der Impulsformerschaltung mit G1, G2, D1 und R2 zugeführt. Das Gatter G3 hat Torfunktion und läßt die TTL-gerecht geformten Impulse passieren, wenn die Belichtung mit der Starttaste S1 ausgelöst wird. T1 bildet zusammen mit S1, R3, R4, R5 und C1 einen Monoimpulsgeber, der nach Betätigen von S1 nur einen negativ gerichteten Impuls an den Eingang des RS-Flip-Flops abgibt. Mit dieser Schaltung wird sichergestellt, daß bei sehr kurzen Belichtungszeiten die möglicherweise noch geschlossene Taste S1 keinen erneuten Belichtungsvorgang auslöst. Der negative Startimpuls am Eingang von G4 veranlaßt das Flip-Flop, seine Pegel an den Ausgängen von G4 und G5 zu wechseln. H-Potential am Ausgang von G4 öffnet das Tor für die 100-Hz-Rechteckimpulse, die am Ausgang des Zählerschaltkreises IS3 um 10:1 untersetzt zur Verfügung stehen. Der erste G3 passierende Impuls kippt über den Eingang von G7 das zweite Flip-Flop, wodurch der Ausgang von G7 H-Potential annimmt. Das bewirkt, daß T2 leitend wird und daß durch das

Relais ein Strom fließt. Mit dem Relais wird die Lampe des Vergrößerungsgeräts oder die Beleuchtung eines Objekts geschaltet.

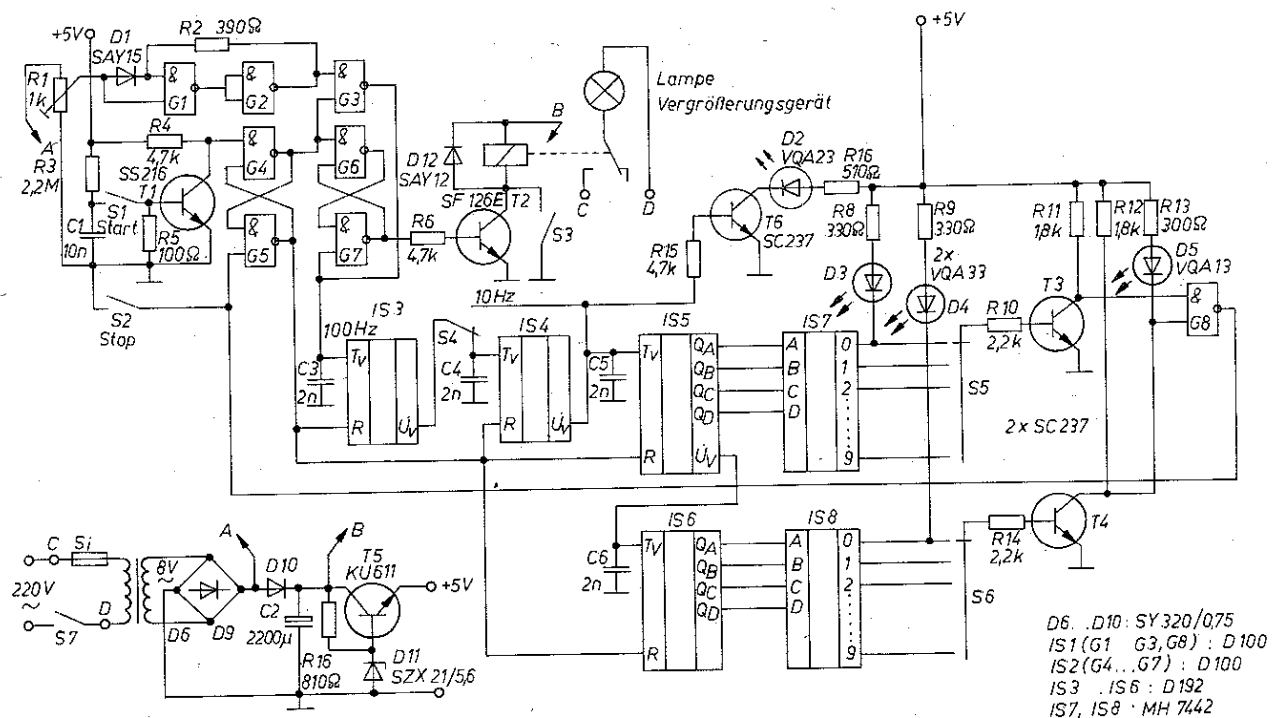
Je nach Stellung von S4 werden die am Zählerausgang von IS3 verfügbaren 10-Hz-Impulse (0,1-s-Impulse) dem Zählereingang T₁ direkt zugeführt oder über einen weiteren Zähler IS4 nochmals im Verhältnis 10:1 untersetzt, so daß in diesem Fall für die 100-Hz-Impulse eine Unterteilung von 100:1 vorgenommen wird. Das ergibt 1-Hz- bzw. 1-s-Impulse.

Die Zählerschaltkreise IS5 und IS6 sind in Vorwärtszählrichtung geschaltet. Sie beginnen vom Zählerstand 0 an die 0,1-s- bzw. 1-s-Zeiteinheiten zu zählen. Die an den Zählerausgängen in binär-kodierter Form ausgegebenen Ziffern werden durch die nachgeschalteten 1-aus-10-Dekoder in dekadische Ziffern umgesetzt. Erreicht der Zähler IS6 die mit S6 vorgewählte Ziffer, nimmt der entsprechende Dekoderausgang L-Potential an. Über T4 wird dieses Signal invertiert. Das H-Potential des Kollektors wird an einem der Gattereingänge von G9 wirksam. Nachdem auch der Zähler IS5 das vorgewählte Zählziel erreicht hat, nimmt der zweite Gattereingang von G9 ebenfalls H-Pegel an. Der Ausgang dieses Gatters wechselt nunmehr seinen Ausgangspegel von H nach L. Dieses L-Potential schaltet über den Eingang von G5 das erste Flip-Flop. Der Ausgang von G5 nimmt H-Potential an, das an die Rückstelleingänge der Zähler IS3 bis IS6 gelangt und die Zähler auf 0 zurückstellt. Der Ausgang von G4 nimmt wieder L-Potential an. Das Tor G3 sperrt, und über G6 wird das zweite Flip-Flop zurückgekippt. Am Ausgang von G7 entsteht L-Potential, wodurch die Lampe abgeschaltet wird.

Der Schaltvorgang, der mit dem Ende der Belichtungszeit über G9 gesteuert wird, läßt sich auch durch Betätigen der Stopptaste S herbeiführen. Das ist erwünscht, wenn der Belichtungsvorgang irrtümlich ausgelöst wurde oder wenn er vorzeitig abgebrochen werden muß.

Zur optischen Kontrolle des Zeitablaufs und der Startbereitschaft des Belichtungszeitgebers sind 4 Lichtemitterdioden (LED) vorgesehen (D2 bis D5). Die Startbereitschaft des Belichtungszeitgebers wird durch die Nullstellung der Zähler IS5 und IS6 mit D3 und D4 ausgewiesen. Während des Zählvorgangs leuch-

Bild 1 Stromlaufpläne für Belichtungszeitgeber und Netzteil.



tet eine dieser LED vorübergehend auf, wenn der entsprechende Zähler zeitweilig die Zählerstellung 0 einnimmt. Mit Beginn des Belichtungsvorgangs blinkt D2 je nach Stellung von S4 im Rhythmus von 1 Hz oder 10 Hz. Die Blinkfrequenz signalisiert die Schalterstellung von S4 und führt den Nachweis, daß die Zählung abläuft. D5 signalisiert das bevorstehende Ende der Belichtungszeit dadurch, daß sie verlischt. Von diesem Zeitpunkt an und je nach Stellung der Schalter S4 und S5 ist der Belichtungsvorgang in maximal 9 bzw. 0,9 s abgeschlossen.

3 Drehrichtungssteuerung für Rotationsentwicklungsmaschine

Bei der Selbstverarbeitung von Farbmaterial ist es relativ problematisch, eine reproduzierbare Bildqualität zu erreichen. Der Weg dorthin führte über neue Geräte und Verarbeitungstechnologien. Die Rotationsentwicklung gehört zu diesem Konzept. Durch sie wird gewährleistet, daß die Faktoren

- Bewegungsrhythmus;
- Badtemperatur;
- frische Chemikalien.

die die Bildqualität mit beeinflussen, kontrollierbar werden. Das lichtempfindliche Material befindet sich in einem röhrenförmigen, flüssigkeitsdicht verschließbaren Behälter, der in einem konstant temperierten Wasserbad in waagerechter Lage um seine Achse rotiert (Bild 2). Als Behälter werden spezielle Rotationstrommeln oder Kippdosen eingesetzt. Die Rotationsentwicklung wird inzwischen nicht nur für den Farbprozeß, sondern auch für die Verarbeitung von Schwarzweiß-Filmmaterial benutzt. Dieses Verfahren erweist sich auch als sehr produktiv für die Verarbeitung großformatiger Planfilme.

Der Bewegungsrhythmus wird durch die Trommeldrehzahl und durch den Drehrichtungswechsel festgelegt. Der Drehrichtungswechsel ist für den Entwicklungsvorgang wichtig, da er eine ständige Durchmischung der Entwicklerlösung bewirkt und vermeidet, daß streifige Bildfehler entstehen.

Die Drehzahl des Entwicklungsgefäßes sollte im Bereich von 20 bis 60 U/min liegen. Für die Entwicklung von Negativ- und Umkehrmaterial werden 30 U/min und für Positivpapiermaterial 60 U/min empfohlen.

Die Drehrichtung der Rotationstrommel sollte mindestens nach jeder zweiten Umdrehung gewechselt werden.

Bild 2 zeigt eine Betriebsart, bei der das Antriebssystem auf den Behälterboden wirkt und somit den Behälter direkt in Rotation versetzt. Zu diesem Zweck ist auf dem Behälterboden eine Stahlscheibe befestigt. Diese haftet an einem ringförmigen Permanentmagneten, der mit der Achse des Antriebs verbunden ist. Bild 3 zeigt eine andere Möglichkeit, nämlich den indirekten Antrieb des Behälters. Getrieben werden Lagerrollen, auf denen der Behälter aufliegt.

Als Antrieb benutzt man Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung. Die Motorwelle treibt ein für diesen Zweck entsprechend abgestuftes Getriebe. Die Betriebsspannungen derartiger Motoren betragen, je nach Ausführung, 5 bis 12 V und sind in einem größeren Bereich variierbar. Die Stromaufnahme beträgt 125 bis 500 mA.

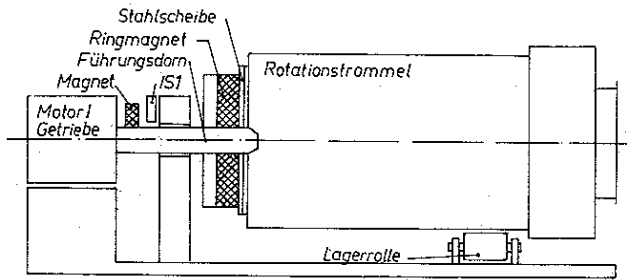


Bild 2 Rotationsgerät mit direktem Antrieb der Trommel

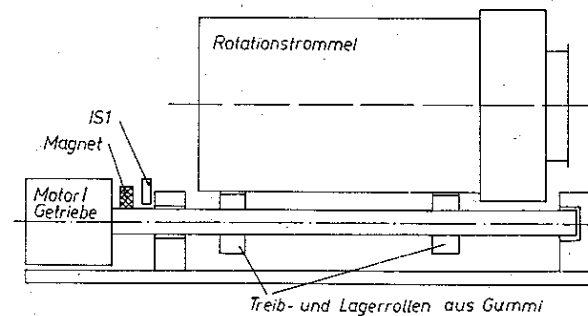


Bild 3 Rotationsgerät mit indirektem Antrieb der Trommel

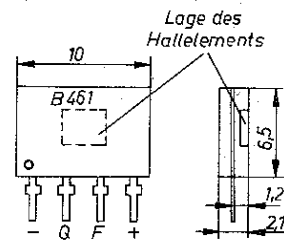


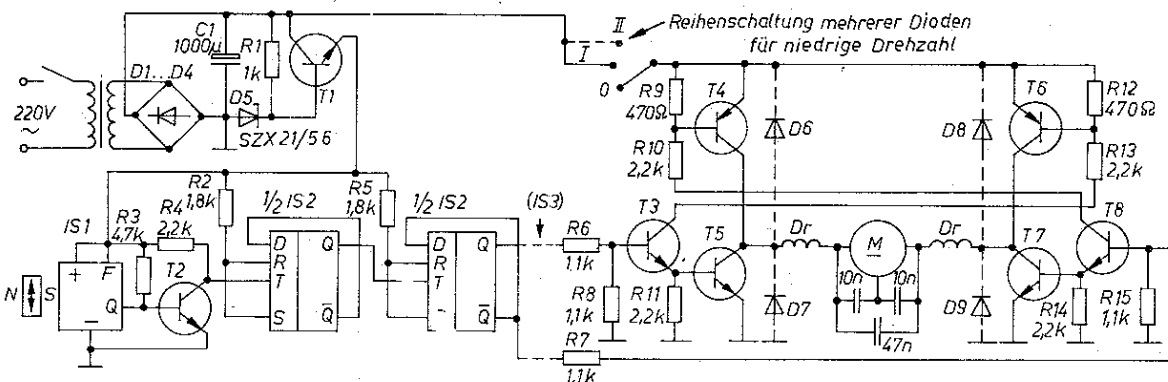
Bild 4 Stromlaufplan für automatische Drehrichtungssteuerung eines Gleichstromkleinstmotors

Der Stromlaufplan in Bild 4 zeigt eine elektronische Drehrichtungssteuerung. Sie ist besonders für das Antriebssystem nach Bild 2 geeignet.

Als kontaktloser Schalter wirkt der integrierte Schaltkreis B 461 (Bild 5). Er reagiert auf ein Magnetfeld, dessen Südpol senkrecht auf die Flächenmitte der mit der Kerbe gekennzeichneten Fläche des Plastgehäuses wirkt.

Das Magnetfeld wird von einem Permanentmagneten erzeugt, der an einem rotierenden Teil des Antriebs befestigt ist. Der kontaktlose Schalter befindet sich in unmittelbarer Nähe des rotierenden Teiles. Bei einem ausreichend großen Magnetfeld (und

Bild 5 Integrierter kontaktloser magnetisch betätigter Schalter B 461 (Hall-Schaltkreis)



- | | |
|---------------------|-------------------------|
| T1, T5, T7 : SF 126 | D1, D4, D6, D9 : SAY 12 |
| T4, T6 : KF 517 | IS 1 : B 461 |
| T2, T3, T8 : SS 216 | IS 2 : D 174 |



bei H-Signal am Freigabeingang F) schaltet der offene Kollektorausgang Q von H nach L. Daraus wird durch T2 ein L-H-Signal. Auf die L-H-Flanke des Impulses reagiert das Flip-Flop D 174. Da das mit jeder Umdrehung geschieht, sind 2 Flip-Flops (IS2, D 174) zur Untersetzung des Steuerimpulses dem kontaktlosen Schalter nachgesetzt. Auf diese Weise wird jeder zweite Steuerimpuls für den Drehrichtungswechsel herangezogen. Wird der Drehrichtungswechsel nach 3 oder 4 Trommelumdrehungen gewünscht, so läßt sich das durch Einfügen eines weiteren D 174 (IS3) in die unterbrochen gezeichneten Leitungen erreichen. Mit einem Umschalter (im Bild 4 nicht gezeichnet) besteht die Möglichkeit, zwischen den unterschiedlichen Flip-Flop-Ausgängen zu wählen und somit die Häufigkeit des Drehrichtungswechsels zu optimieren. Die Umsteuerung der Drehrichtung des Motors wird mit einer in [2] veröffentlichten Schaltung vorgenommen. Die Transistoren T3 und T8 werden durch die zueinander inversen Signale der Ausgänge Q, \bar{Q} gesteuert. Bei H-Signal an T3 sind T6 und T5 leitend; bei H-Signal an T8 leiten T4 und T7. Über diese diagonalen Wege wird der Motor mit Strom versorgt. Die den Transistoren parallelgeschalteten Schutzdioden können entfallen, wenn U_{CE} dieser Transistoren den 3fachen Wert der Betriebsspannung hat.

Hinweis: Bei dem Antriebssystem entsprechend Bild 3 ist zu berücksichtigen, daß Treibrollen- und Trommeldurchmesser in die Getriebeuntersetzung mit eingehen. Ist der Steuermagnet auf der treibenden Welle befestigt, entsteht eine größere Anzahl von Impulsen, die mit 2 Trommelumdrehungen in Bezug zu bringen sind. Sinnvollerweise wird die notwendige Untersetzung der Impulsfolge mit einem Zählerschaltkreis D 192 oder D 193 oder auch mit dem Teilerschaltkreis E 351, wie in Bild 6 skizziert, vorgenommen.

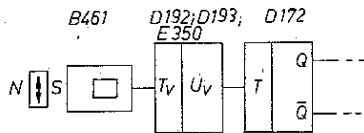


Bild 6 Übersichtsschaltplan für die Untersetzung höherer Steuerimpulsfrequenzen mit einem Zähler- bzw. Teilerschaltkreis

Literatur

- [1] Müller, W.: Elektronische Bauelemente in Geräten der Fototechnik, Mikroelektronik in der Amateurpraxis, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980
- [2] Kühne, H.: Beispiele für Steuer- und Regelschalter mit Gleichstromkleinmotoren, Amateurreihe electronica, Band 176, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1979
- [3] ... Zeitautomat für die Dunkelkammer, Elektor 8 (1977) Heft 7

4. Belichtungszeitgeber mit logarithmischer Belichtungszeiteinteilung

Die mit diesem Belichtungszeitgeber wählbaren Belichtungszeiten sind so abgestuft, daß der nächstgrößere Belichtungszeitwert die doppelte und der nächstkleinere die halbe Belichtungszeit gegenüber dem eingestellten Wert darstellen. Eine Halbierung der Zeitstufen zur feineren Abstufung ist vorgesehen. In der Fototechnik ist diese Art der Zeitabstufung üblich; ihre Wirkungsweise bei der Belichtung fotografischen Materials dürfte durch die Verschlusszeiteinteilung von Kameraverschlüssen her bekannt sein.

Bild 7 zeigt den Stromlaufplan des Belichtungszeitgebers mit logarithmisch abgestufter Einstellmöglichkeit der Belichtungszeit.

Da in der Fototechnik mit Zeitgrößen gearbeitet wird, ist es für die weiterführenden Betrachtungen von Nutzen, an Stelle des Frequenzbegriffs mit der Zeiteinheit Sekunde (s) zu operieren, entsprechend $t = 1/f$. Der Schaltkreis IS4 – er ist allerdings nicht allgemein verfügbar – enthält 12 nacheinandergeschaltete Flip-Flop-Stufen. Der zeitliche Abstand einer in die FF-Kette eingegebenen Impulsfolge verdoppelt sich von einer Flip-Flop-Stufe zur nächsten. Wird beispielsweise eine 1-s-Impulsfolge in IS4 eingegeben, so lassen sich an den aufeinanderfolgenden Ausgängen der Flip-Flops die Zeitimpulse in den Abständen von 2, 4, 8, 16, ... s entnehmen. Auf dieser Zahlenreihe basiert die Zeitenabstufung in der Fototechnik. Der Zusammenhang lautet:

$$t = 2^n$$

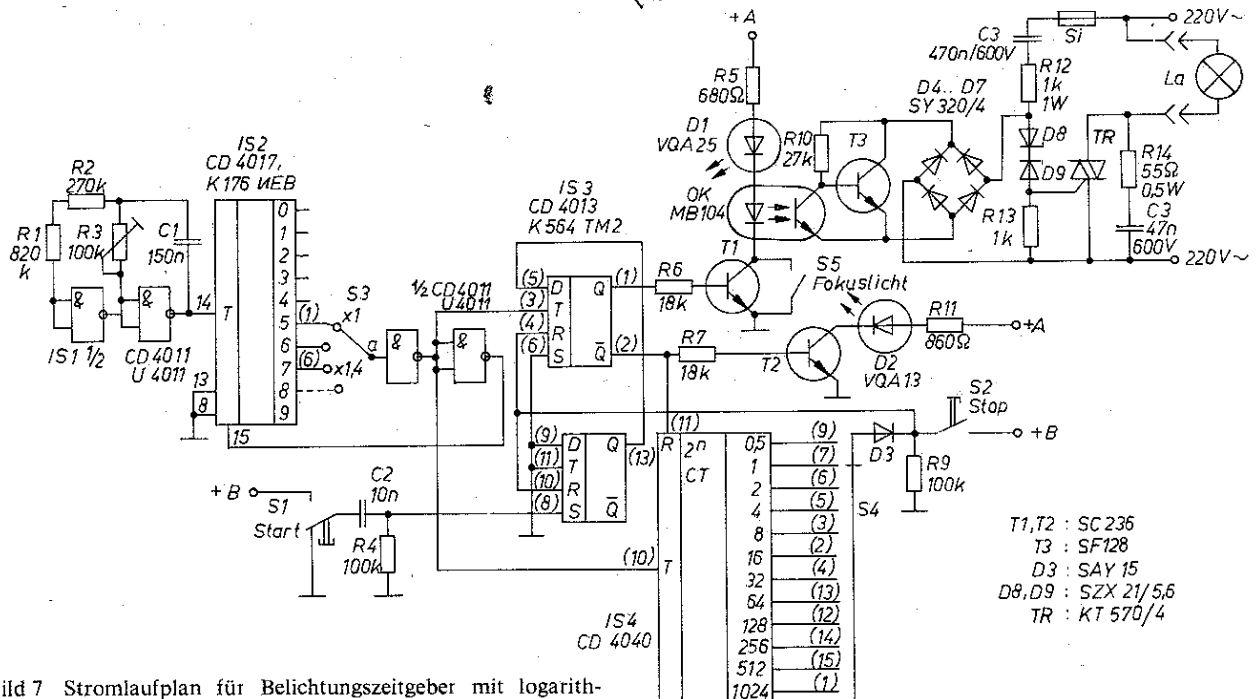


Bild 7 Stromlaufplan für Belichtungszeitgeber mit logarithmischer Zeitenabstufung

Für viele Anwendungen sind Stufungen um doppelte oder halbe Belichtungswerte zu grob. Die Einstellmöglichkeit mindestens eines Zwischenwerts ist daher erwünscht. Für $n = 2$ ergibt sich eine mit einem Zwischenwert versehene Reihe; sie folgt dem Faktor 1,4:

1; 1,4; 2; 2,8; 4; 5,6;

Elektronisch ist diese Belichtungszeitreihe nur in der Weise nachzubilden, daß von der bereits bekannten Zeitenreihe 1; 2; 3; 8 s ausgegangen wird (Schalterstellung S3, 1×) und daß die fehlenden Zwischenwerte durch eine zweite Reihe mit den Werten 1,4; 2,8; 5,6; ergänzt werden. Diese Reihe ist ebenfalls durch den Faktor 2 gekennzeichnet und kann gleichfalls mit IS4 abgeleitet werden. Mit dem Schalter S3 läßt sich wechselweise zwischen beiden Zeitenreihen wählen, wobei schrittweise S4 mit zu verstellen ist. Die Zeitverlängerung oder -verkürzung nimmt von Stufe zu Stufe mit dem konstanten Faktor 1,4 entweder zu oder ab.

Da einerseits als kürzeste Belichtungszeit 1 s einen noch recht langen Zeitwert darstellt, da sich andererseits aber Zeitwerte von mehr als 1 s als Zeitbasis nur durch vermehrten Aufwand herstellen lassen, werden solche von kleiner als 1 s gewählt. Für den Belichtungsmesser lautet somit die erste Belichtungszeitenreihe: 0,5; 1; 2; 4; ...; 1024 s und die in diese eingegliederte zweite Belichtungszeitenreihe: 0,7; 1,4; ... s. IS4 wird demnach mit 0,5- bzw. 0,7-s-Impulsen getaktet. Die Fakt- oder Zeitbasisimpulse erzeugt ein frei laufender Impuls-generator (G1 und G2) zusammen mit einem nachgeschalteten dekadischen Zähler mit dekadisch dekodierten Ausgängen (IS2). IS2 werden vom Impuls-generator 0,1-s-(10-Hz)-Impulse zugeführt. Der Zähler zählt entsprechend der Schalterstellung von S3 und mit der Rückwärtschaltung (G3 und G4) nur bis 5 oder 7. Die auf diese Weise verfügbaren 0,5- oder 0,7-s-Impulse gelangen in den 2ⁿ-Zähler, wenn dieser durch die Torschaltung nicht mehr blockiert ist. Die Sperre an seinem Rückstelleingang hebt man durch Betätigen der Starttaste auf. R4 und C2 erzeugen einen Einzelimpuls, der das als RS-Flip-Flop (FF 1) geschaltete D-FF umschaltet. Der dabei an seinem Ausgang Q entstehende H-Pegel wird dem D-Eingang des FF 2 zugeführt. Der erste am Takteingang von FF 2 eintreffende Takt-Zeit-Impuls kippt FF 2, und die an D anliegende Information wird zum Ausgang Q übertragen. H-Pegel an T 1 aktiviert den Optokoppler und den ihm nachgeschalteten Leistungsschaltkreis für die Lampe. Der Belichtungsvorgang wird beendet, wenn die mit S2 und S4 programmierte Belichtungszeit erreicht ist.

Mit der Stoptaste S2 läßt sich ein Belichtungsvorgang vorzeitig beenden. In beiden Fällen entsteht H-Pegel an der Katodenseite von D3. Dieser Pegel wird den R-Eingängen von FF 1 und FF 2 zugeführt und schaltet diese um. Der Pegelwechsel an den Ausgängen von Q und \bar{Q} von FF 2 sperrt T1, wodurch schließlich die Lampe La abgeschaltet wird. Bild 8 zeigt die Möglichkeit, mit einem 24poligen Drehschalter mit 2 Schaltebenen die Funktion der Schalter S3 und S4 in einem Schalter zusammenzufassen.

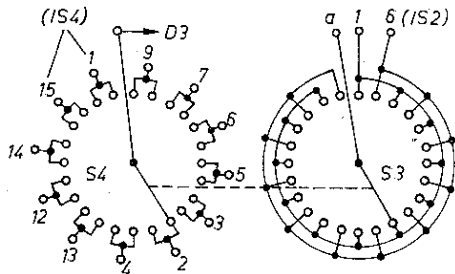


Bild 8 Schaltschema für einen 24poligen Drehschalter mit 2 Schaltebenen an Stelle der Schalter S3 und S4

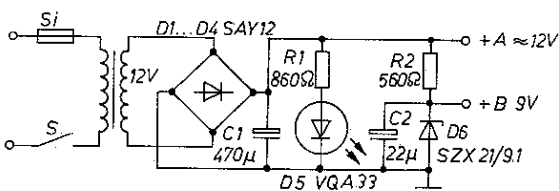


Bild 9 Netzteil für den Belichtungszeitgeber

Literatur

: Zeitautomat für die Dunkelkammer, Elektor (1977) Heft 6

5 Simultansteuergerät für Elektronenblitzgeräte

Fotografische Aufnahmen mit nur einem Blitzgerät als Lichtquelle stellen in den meisten Fällen einen Kompromiß hinsichtlich der Ausleuchtung des Objekts dar. Mit dem Einsatz von mindestens 2, besser 3 Lichtquellen lassen sich befriedigende Beleuchtungssituationen gestalten, die zu den erwünschten Ergebnissen führen.

Es ist prinzipiell möglich, mehrere Blitzgeräte über Kabelanschlüsse synchron zu steuern. Doch haben Kabelverbindungen, müssen sie über größere Distanzen hergestellt werden, entscheidende Nachteile. Es sind das die aufzubringenden Kabellängen, ihr Transport, die Stolpergefahr ausgelegter Kabel und das damit mögliche Umreißen von Geräten.

Es liegt daher nahe, mehrere Blitzgeräte kabellos durch nur ein mit der Kamera über ein Synchronkabel verbundenes Blitzgerät auszulösen. Das an der Kamera befestigte Blitzgerät steuert durch das von ihm ausgesandte Blitzlicht die übrigen Blitzgeräte. Diese sind über den Synchronanschluß mit einem Steuergerät verbunden. Bild 10 zeigt das geöffnete Steuergerät, dessen Abmessungen nur 35 mm × 35 mm × 10 mm betragen. Wesentliche Eigenschaft dieses Geräts ist, daß es ohne eine Fremdspannungsquelle (Batterie) betrieben werden kann.

Bild 11 zeigt den Stromlaufplan des Steuergeräts zur drahtlosen Fernauslösung eines Elektronenblitzgeräts.

Der Thyristor wirkt als Schalter für den Zündkreis des Blitzgeräts und ist dem im Blitzgerät eingebauten Handauslöseschalter über das Synchronkabel parallelgeschaltet. Über diese Kabel-



Bild 10 Steuergerät für die Fernauslösung eines Elektronenblitzgeräts (ohne D2...D5)

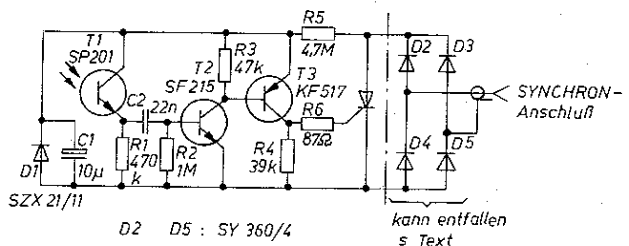


Bild 11 Stromlaufplan des Steuergeräts



Verbindung erhält das Schaltgerät die erforderliche Betriebsspannung, die dem aufgeladenen Zündkondensator des blitzbereiten Blitzgeräts entnommen wird. Die Ladespannung des Zündkondensators hängt vom Gerätetyp ab und kann 150 bis 300 V betragen. Es wird davon ausgegangen, daß der Mittenkontakt des Synchronanschlusses des Blitzgeräts positives Potential führt. Dieser Umstand ist beim Einsatz unterschiedlicher Gerätetypen zu überprüfen, da andernfalls das Schaltgerät nicht funktioniert. Funktionsstörungen durch die unterschiedliche Polarität des Mittenkontakts werden durch die in Bild 11 eingezeichnete Gleichrichterbrücke ausgeschlossen. Auf sie kann gegebenenfalls verzichtet werden.

Der Verstärker wird aus C1 versorgt. C1 hat die Aufgabe einer Speicherspannungsquelle. Seine Ladespannung wird von der Z-Diode D1 festgelegt und beträgt etwa 11 V. Durch den Hochohmwidstand R5 als Vorwiderstand der Z-Diode werden der Zündkondensator und seine Spannungsquelle nur geringfügig belastet.

Lichtempfänger ist ein Fototransistor SP 201. Das transparente Plastgehäuse des Fototransistors ist frontseitig zu einer Sammellinse geformt. Trifft den Fototransistor T1 ein Lichtblitz, so entsteht durch den leitend werdenden Fototransistor an dessen Emitterwiderstand R1 ein positiver Spannungsimpuls. Dieser

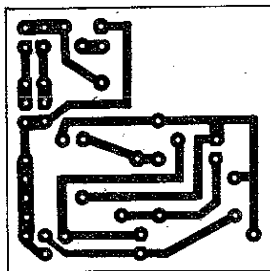


Bild 12 Leiterplatte des Steuergeräts

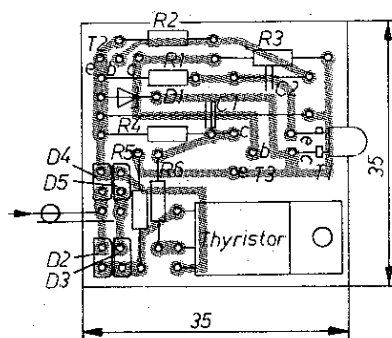


Bild 13 Anordnung der Bauelemente auf der Leiterplatte nach Bild 12

steuert über das RC-Glied R2, C2 die Verstärkerstufe mit T2 und T3 in den leitenden Zustand. Das RC-Glied verhindert, daß langsame Änderungen der Umgebungsbeleuchtung das Steuergerät auslösen können.

Der Kollektorstrom von T3 steuert die Gateelektrode des Thyristors. Über den leitenden Thyristor sind Zündkondensator und Zündspule im Blitzgerät zu einem Schwingkreis zusammengeschaltet, in dem eine gedämpfte Schwingung abläuft. Der in der Zündspule sekundärseitig induzierte Hochspannungsimpuls ionisiert auf kapazitivem Wege das Füllgas in der Blitzröhre, wodurch das Gas leitend und der Blitzkondensator entladen wird. Das Steuergerät reagiert auf einen direkten Lichtblitz eines Elektronenblitzgeräts noch über eine Distanz von etwa 40 m. Die Empfindlichkeit des Steuergeräts ist so groß, daß es auch indirekt, über reflektierende Flächen angeblitzt, ausgelöst wird.

Beim praktischen Einsatz des Steuergeräts muß man darauf achten, daß helles Umgebungslicht nicht auf den Fototransistor fällt. An R1 entsteht durch dieses Licht bereits eine Grundspannung, die einen durch Blitzlicht erzeugten Spannungsimpuls teilweise oder gänzlich überdeckt. Je nach der Größe der erzeugten Grundspannung ist eine Weiterverstärkung nicht möglich oder reicht nicht aus, um den Thyristor sicher anzusteuern.

Es empfiehlt sich deshalb, den Fototransistor durch einen Tubus vor allzu hellem Licht abzuschirmen oder entsprechend auszurichten.

6. Steuergerät für Serienblitzaufnahmen

Einzelne Phasen eines Bewegungsablaufs in einem Bild darzustellen kann für Studienzwecke oder zur Bildgestaltung erwünscht sein. Mit einer elektronischen Zeitablaufsteuerung und mit mehreren Elektronenblitzgeräten sind derartige Aufnahmen in folgender Weise anzufertigen:

- Der Verschuß der Kamera ist auf »B« eingestellt
- Die Objektumgebung muß wegen der notwendigen Verschußeinstellung »B« abgedunkelt sein.
- Die Kamera befindet sich auf einem Stativ und ist auf den Bewegungsraum des Objekts ausgerichtet.
- Der Synchronanschluß der Kamera wird mit dem Steuergerät über ein Verlängerungskabel verbunden.
- Die Anzahl der eingesetzten Elektronenblitzgeräte ist von der gewünschten Anzahl der darzustellenden Bewegungsphasen abhängig.
- Der Kameraverschluss wird über einen Drahtauslöser geöffnet; gleichzeitig werden hiermit über das Steuergerät die Elektronenblitze ausgelöst.
- Nach dem letzten Blitz wird der Verschuß geschlossen.

Gleichartige Aufnahmen lassen sich auch mit einem Stroboskopblitzgerät herstellen. Im Hinblick auf die erforderliche hohe Lichtleistung (Leitzahl) bei sehr kurzen Blitzfolgefrequenzen ist der Aufwand für ein derartiges Gerät hoch. Er ist nicht vergleichbar mit dem Aufwand, der für das beschriebene Steuergerät erbracht werden muß.

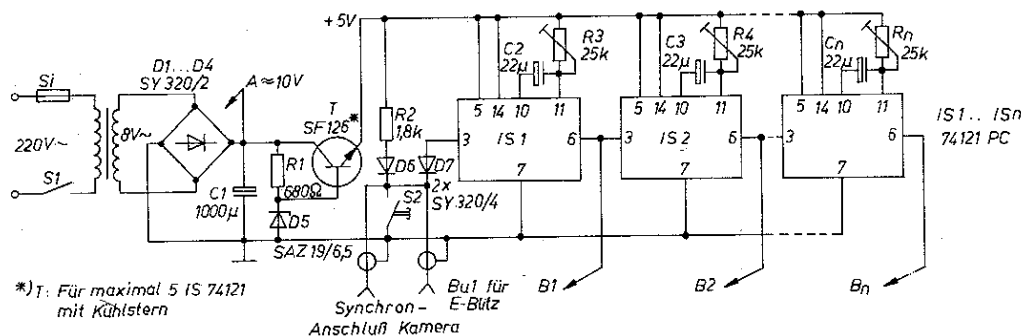


Bild 14 Stromlaufplan des Steuergeräts für Serienblitzaufnahmen

*) T: Für maximal 5 IS 74121 mit Kühlstern

Synchron-Anschluß Kamera
 Bu1 für E-Blitz

Die benötigten Blitzgeräte werden sinnvollerweise ausgeliehen, wobei die Geräte nach gleicher Leitzahl auszuwählen sind. Bild 14 zeigt die Stromversorgung für die integrierten Schaltkreise und für die Steuerschaltung der Blitzgeräte sowie die Zeitglieder IS1 bis ISn, die zu einer Laufzeitkette zusammengeschaltet sind. Als Zeitglieder werden integrierte monostabile Kippstufen vom Typ 74121 verwendet. Die Kippstufe läßt sich entweder durch negativ oder durch positiv gerichtete Impulsflanken triggern.

In der vorliegenden Schaltung werden sämtliche IS einheitlich mit negativen Impulsflanken angesteuert. Dazu liegt der Eingang I_B (Anschluß 5) auf H-Potential.

Die Ansteuerimpulse können wahlweise den Eingängen I_{A1}(3) oder I_{A2}(4) zugeführt werden.

Die Kippstufen triggern sich zeitlich nacheinander. Die Zeit, die vergeht, bis von einer getriggerten Kippstufe die nachfolgende angesteuert wird, bestimmt die Zeitkonstante t des jeweiligen RC-Glieds einer Kippstufe. Die Zeitglieder können mit einem Stellwiderstand oder durch einschaltbare Festwiderstände dem Bewegungsablauf angepaßt werden. Die Zeitverzögerung folgt der Beziehung $t \approx 0,7 C \cdot R$. Der maximal einstellbare Zeitverzögerung eines Zeitglieds beträgt bei der gewählten Bauelementedimensionierung ≈ 385 ms. Werden längere Zeiten gewünscht, so sind größere Kapazitäten ($C_{\max} = 1000 \mu\text{F}$) einzusetzen.

Mit dem Steuergerät können entsprechend der gewählten Ausbaustufe $n + 1$ Blitzgeräte getriggert werden. Wird der Kameraschluß ausgelöst, schließt der Synchronkontakt in der Kamera die 5-V-Betriebsspannung über R2 vorübergehend kurz. Dabei entsteht ein negativer Spannungssprung, der die erste Kippstufe (IS1) triggert. Gleichzeitig wird durch den geschlossenen Synchronkontakt das erste der Blitzgeräte über Bu1 angesteuert. D6 und D7 sind Dioden, deren Sperrspannung $U_R > U_{CZ}$ (Ladespannung des Zündkondensators C2) ist. D6 trennt den hochohmigen Zündkreis von der niederohmigen 5-V-Spannungsquelle D7 schützt den Eingang von IS1 vor U_{CZ} des Zündkondensators C2.

Ausgelöst durch den Triggervorgang an IS1 nimmt sein Ausgang für eine bestimmte, von der Zeitkonstante abhängige Zeit H-Pegel an. Auf den von L nach H gerichteten Pegelwechsel (positive Impulsflanke) reagiert weder die nachgeschaltete Kippstufe von IS2 noch der Thyristor Th. Kippt die Kippstufe in die stabile Lage zurück, entsteht am Ausgang Q durch den Pegelwechsel von H nach L ein negativ gerichteter Spannungssprung. Er triggert die Kippstufe in IS2. Auf diese Weise werden nacheinander auch die übrigen Zeitglieder bis ISn aktiviert.

Die Kippstufe in IS1 hat inzwischen die stabile Lage eingenommen. Der Ausgang Q führt L-Pegel. Der Transistor T entsprechend Bild 15 wird von diesem L-Pegel gesperrt. Dabei entsteht am Kollektor ein positiver Spannungssprung, der über C1 den Thyristor durchsteuert.

Der leitende Thyristor schaltet den Zündstromkreis der Blitzröhre. Bild 16 zeigt das Schaltungsprinzip eines Zündstromkreises eines Elektronenblitzgeräts. Der aufgeladene Zündkondensator C_Z wirkt für den Thyristor als kurzzeitige Betriebsspannungsquelle. Über den Mittenkontakt des Synchronanschlusses eines Blitzgeräts wird das positive Potential der Ladespannung von C_Z der Thyristoranode zugeführt. Hat das Blitzgerät gezündet, so ist C_Z entladen, und der Thyristor verliert automatisch seine Leitfähigkeit.

Die Diodenbrückenschaltung erweist sich als zweckmäßig, wenn mit Blitzgeräten gearbeitet wird, von denen die Polarität des Synchronanschlusses nicht bekannt ist.

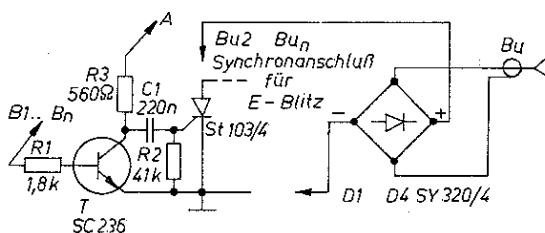


Bild 15 Thyristorschalter für die Blitzauslösung. Die Diodenbrücke ist einzusetzen, wenn Blitzgeräte mit Synchronkabelanschlüssen mit unterschiedlicher Polarität der Kontakte verwendet werden.

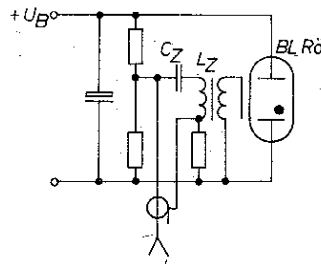


Bild 16 Schaltungsausschnitt eines Elektronenblitzgeräts

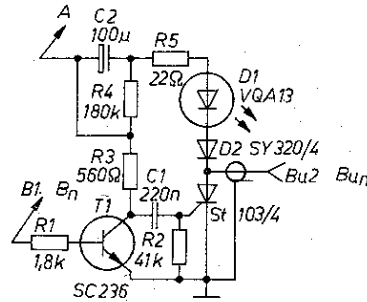


Bild 17 Thyristorschalter für die Blitzauslösung. Die Funktion des Steuergeräts kann ohne Blitzgeräte mit LED D1 geprüft werden.

Die in Bild 17 gezeigte Schaltungsvariante der Thyristorsteuerung wurde durch eine Indikatorschaltung erweitert. Die Lichtemitterdiode D1 leuchtet bei angesteuertem Thyristor kurzzeitig auf. Mit dieser optischen Anzeige können die eingestellten Blitzfolgezeiten auch ohne Blitzgeräte beurteilt werden. (Außerdem bieten die Lichtblitze der nebeneinander angeordneten LED eine gewisse Gewähr, daß die anzusteuern den Elektronenblitzgeräte auch tatsächlich gezündet wurden.)

Bei leitend werdendem Thyristor entsteht durch C2 ein Ladestromstoß, der zum kurzzeitigen Aufleuchten von D1 führt. D2 schützt D1 vor der hohen Ladespannung von C2.

Literatur

- [1] : Polyblitz-Blitze am laufenden Band, Elektor 10 (1979) Heft 9



Anwendungsbeispiele für Thyristoren (Blatt 1)

1. Wechselstromsteller mit integriertem Schaltkreis

Bild 1 a zeigt eine Phasenanschnittschaltung mit dem integrierten Schaltkreis A 211 D (Bastlertyp R 211 D). Durch die Verwendung eines solchen Bausteins wird der Aufwand an Bauelementen für eine Thyristorsteuerung auf ein Minimum beschränkt. Bei dem integrierten Schaltkreis A 211 D handelt es sich um einen 1-W-NF-Verstärker

Mit dem Brückengleichrichter Gr1 und mit der Z-Diode D1 werden trapezförmige Impulse erzeugt. Durch das Verhältnis der Spannungen an den Punkten A (310 V) und B (10 V) entstehen Impulse mit sehr kurzer Anstiegszeit. Je nach eingestelltem Zündwinkel α , der sich nach der Beziehung

$$T = 0,3 R3 C2$$

mit R3 realisieren läßt, wird Th1 früher oder später gezündet. Wenn der Thyristor zündet, wird gleichzeitig der Laststromkreis geschlossen R3 und C2 sind so einzustellen bzw. auszuwählen, daß sich eine maximale Totzeit erreichen läßt. Dadurch werden Helligkeitsschwankungen, die z. B. bei Veränderungen der Netzspannung auftreten, gut ausgeregelt. Mit R2 kann man die gewünschte Helligkeit oder Drehzahl stufenlos einstellen. Soll die Helligkeit von Glühlampen automatisch in Abhängigkeit von den umgebenden Lichtverhältnissen geregelt werden, so ist an Stelle von R2 eine Reihenschaltung eines Fotowiderstands mit einem einstellbaren Widerstand einzusetzen. Die konstant zu haltende Helligkeit wird dabei durch das Verhältnis von Fotowiderstand zu einstellbarem Widerstand bestimmt.

Außerdem läßt sich die Schaltung zur Temperaturregelung (dabei Fotowiderstand durch Thermistor ersetzen) und zur Drehzahlregelung von Motoren bei maximalem Drehmoment (gleichgerichtete Gegen-EMK an Anschluß 9) verwenden. Die Grundhelligkeit kann zusätzlich in gewissen Grenzen verändert werden, wenn man an Anschluß 9 eine Spannung im Bereich von 2 bis 5 V anlegt.

Besonders bei induktiven Verbrauchern im Lastkreis kann es vorkommen, daß der Thyristor zwar kurz gezündet, daß aber der Haltestrom nicht überschritten wird. Das führt sofort wieder

zum Löschen des Thyristors. Die Ursache für ein solches Verhalten ist in einer zu geringen Zündimpulsbreite (speziell bei induktiven Verbrauchern) zu suchen. Durch Parallelschalten eines RC-Glieds zur Last erreicht man ein sicheres Überschreiten des Haltestroms. Die Werte für R6 und C5 sind experimentell zu ermitteln. Der Widerstandswert für R6 soll annähernd dem des Lastwiderstands entsprechen. C5 kann im Bereich von ungefähr 0,1 bis 3 μF liegen.

Mit dieser Schaltung können Verbraucher bis ungefähr 400 W betrieben werden. Verwendet man für Gr1 andere Dioden, so lassen sich auch Verbraucher mit höherer Leistung anschließen. Für den A 211 D dürfen folgende Grenzwerte nicht überschritten werden:

Betriebsspannung mit Signal	15 V
Betriebsspannung ohne Signal	maximal 18 V
Eingangsspannung statisch	-0,5 bis +1,5 V
Ausgangsspitzenstrom	maximal 1,0 A
Verlustleistung ohne Kühlfläche	maximal 1,0 W
Betriebstemperaturbereich	-10 bis +70 °C

Weitere Werte sind entsprechenden Datenblättern zu entnehmen

2. Vollwellensteuerung

Die nachstehend beschriebene Schaltung kann zur Helligkeits-, Heizungs- oder Drehzahlsteuerung benutzt werden. Die angegebenen Thyristoren lassen Verbraucher bis etwa 1000 W zu. Bei induktiven Verbrauchern sollten die Thyristoren durch eine RC-Kombination (Richtwerte: $C = 0,1 \mu\text{F}$, $R = 47$ bis 100Ω) vor zu hohen Induktionsspannungen geschützt werden.

Bei der in Bild 2 dargestellten Schaltung läßt der eine Thyristor alle positiven und der andere alle negativen Netzhalbwellen durch. Dadurch entsteht eine Vollwellensteuerung ohne zusätzlichen Brückengleichrichter. Während jeder positiven Halbwellen wird C3 über R1 und R2 aufgeladen. Sobald an C3 die Kippspannung erreicht ist, wird der Diac leitend. Der jetzt zur Steuerelektrode von Th1 fließende Strom zündet diesen Thyristor. Damit beginnt auch der Laststrom zu fließen. Wenn der Diac leitet, beginnt zugleich eine Teilentladung von C3 über die Steuerelektroden-Strecke von Th1 und den Widerstand R3. C3 wird dabei um die Differenz zwischen Kippspannung und Durchlaßspannung des Diacs entladen.

Folgt die negative Halbwellen, so wird C3 entgegengesetzt aufgeladen. Da der Diac eine Triggerdiode für beide Polungen der Spannung ist, kommt es nach Erreichen der Kippspannung des Diacs wieder zu einer Teilentladung von C3 über R3 und die Steuerelektroden-Strecke von Th1. An der unteren Seite von R3 tritt ein positiver Spannungsimpuls auf, der über C4 an die Steuerelektrode von Th2 gelangt. Th2 wird gezündet.

Der Stromflußwinkel und damit beispielsweise eine andere Helligkeit werden mit R1 eingestellt. Je kleiner der eingestellte Widerstandswert von R1 ist, desto früher zündet der erste Thyristor, und um so größer sind der Stromflußwinkel und damit auch die Helligkeit.

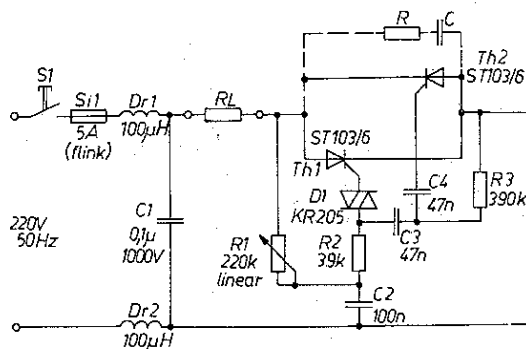


Bild 2 Vollwellensteuerung

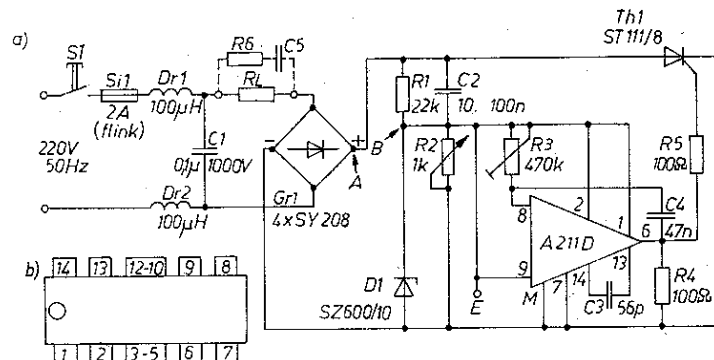


Bild 1
Wechselstromsteller
mit integriertem
Schaltkreis:
a – Schaltung;
b – Anschlüsse des
Bausteins A 211 D
(Draufsicht)

Die RC-Kombination R2, C2 soll den sogenannten Hystereseeffekt herabsetzen. Dieser Hystereseeffekt entsteht durch das Umladen von C3. Dadurch, daß dieser Kondensator um die Differenz zwischen Kipp- und Durchlaßspannung des Diacs entladen wird, ergibt sich für C3 ein beschleunigtes Umladen. Die zur nächsten Halbwelle gehörende Kippspannung wird früher erreicht; einer der beiden Thyristoren wird vorzeitig gezündet. Das bedeutet im Endeffekt einen größeren Stromflußwinkel als ursprünglich vorgegeben. Dieser plötzlich einsetzende Stromdurchgang mit größerem Stromflußwinkel wird als Hystereseeffekt bezeichnet. Dieser Effekt hat u. a. den Nachteil, daß z. B. bei einer geringen Helligkeit der Glühlampe beim Absinken der Netzspannung (auch nur kurzzeitig!) die Schaltung und damit auch die Beleuchtung ausfallen kann. Ebenso unerwünscht ist auch ein plötzlicher (positiver) Helligkeitssprung.

3. Rückstellbare elektronische Sicherung

Beim Experimentieren kann es leicht vorkommen, daß man einen Kurzschluß verursacht. Deshalb ist es sehr vorteilhaft, wenn Netzteile zur Gleichstromversorgung elektrischer bzw. elektronischer Schaltungen nach einem Kurzschluß nur durch einen Knopfdruck ohne langen Sicherungswechsel die Betriebsbereitschaft der jeweiligen Schaltung oder Geräts wieder zulassen. Eine solche rückstellbare elektronische Sicherung ist in Bild 3 dargestellt.

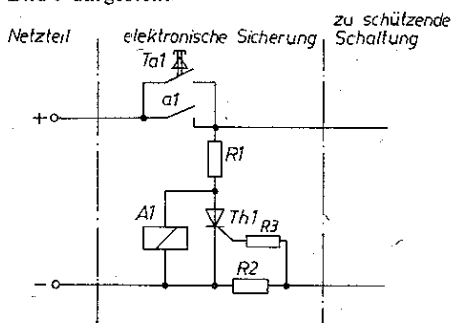


Bild 3 Rückstellbare elektronische Sicherung

Die Schaltung wird durch die Taste Ta1 gestartet. Das Relais bekommt über R1 Spannung und hält sich anschließend über den Relaiskontakt a1 selbst. Gleichzeitig erhält auch die nachfolgende Schaltung Spannung. Übersteigt nun der Strom aus irgendeinem Grund den höchstzulässigen Wert, so wird der Thyristor durch den über R2 entstehenden größeren Spannungsabfall gezündet. R3 ist ein Schutzwiderstand (etwa 47 bis 100 Ω). Durch den gezündeten Thyristor wird das Relais überbrückt, das dadurch abfällt. Der Kontakt a1 öffnet sich, und die nachfolgende Schaltung erhält keine Spannung mehr. Durch Drücken der Taste Ta1 kann die elektronische Sicherung zurückgestellt werden, vorausgesetzt, daß die Ursache, die zur Stromerhöhung führte, inzwischen beseitigt wurde. Reicht die über R2 abfallende Spannung nicht zum Zünden des Thyristors aus und kann R2 aus schaltungstechnischen Gründen nicht weiter verändert werden, so ist die über R2 abfallende Spannung mit einer zusätzlichen Transistorstufe zu verstärken und dem Steueranschluß des Thyristors zuzuführen.

Auf die Angaben genauer Werte für die Bauelemente wurde bei dieser Schaltung bewußt verzichtet, da sie sich jeweils nach der zur Verfügung stehenden Spannung des Netzteils und nach dem höchstzulässigen Strom der nachfolgenden Schaltung richten. R1 ist nicht zu groß, aber auch nicht zu klein zu wählen. Das Relais muß sicher anziehen. Aber bei gezündetem Thyristor darf sein zulässiger Nennstrom nicht überschritten werden. Die Dimensionierung von R2 richtet sich danach, bei welchem Strom die Schaltung ansprechen soll. Auch hier muß der »Goldene Mittelweg« gefunden werden. Bei Normalbetrieb darf der Spannungsabfall über R2 nicht sehr groß sein, um die Nennspannung der nachfolgenden Schaltung möglichst wenig zu beeinflussen. R2 muß aber wiederum so groß sein, daß beim Überschreiten der höchstzulässigen Stromstärke der Spannungsabfall über diesen Widerstand ausreicht, um den Thyristor sicher zu zünden. Sehr günstig ist es, wenn man für R2 einen niederohmigen Drahtwiderstand entsprechender Leistung mit verstellbarer Abgriffschleife einsetzt. Die gewünschte Ansprechschwelle läßt sich dann einfach und genau einstellen.

4. Temperaturregler

Mit dieser Temperaturregelschaltung ist es möglich, die Temperatur eines Mediums (z. B. einer Flüssigkeit) in ziemlich engen Grenzen konstant zu halten. Die zu überwachende Temperatur wird mit einem Thermistor erfaßt, der Bestandteil einer Brückenschaltung ist. Den Thermistor bringt man in entsprechender Form unter Beachtung der Sicherheitsvorschriften (Isolation, Dichtigkeit usw.) in das jeweilige Medium. Über die Brückenschaltung wird der Kondensator C2 aufgeladen. Dabei ergibt sich, je nach thermischer Beeinflussung von R2, eine fast temperaturproportionale Aufladung von C2. Erreicht die Ladespannung am Kondensator eine bestimmte Größe, wird über eine Schwellwert-Impuls-Schaltung Th1 gezündet. Bei jeder Temperaturänderung verändert sich auch die Differenzspannung der aus den Widerständen R2 bis R5 gebildeten Widerstandsbrücke proportional mit der Widerstandsänderung des Thermistors. T1 verstärkt die Differenzspannung. Die verstärkte Differenzspannung lädt den Kondensator C2 auf. Eine große Abweichung von der eingestellten Nenntemperatur ergibt kurze Kondensatorladezeiten. Umgekehrt führen geringe Temperaturabweichungen zu längeren Ladezeiten. Erreicht die Spannung an C2 den Schwellwert der aus den Transistoren T2 und T3 gebildeten Schwellwert-Impuls-Schaltung, so gelangt über R7 ein Impuls an die Steuerelektrode von Th1, und der Thyristor wird gezündet. Je nach Veränderung von R2 wird der Zündwinkel beeinflusst und damit schließlich auch die im Heizwiderstand (R1) umgesetzte Leistung. Mit der in Bild 4 dargestellten Schaltung können Verbraucher mit einer Leistung bis ungefähr 400 W betrieben werden.

Mit R4 wird die Soll-Temperatur vorgewählt. Für R2 kann man an Stelle eines Thermistors auch ein Widerstandsthermometer einsetzen. Dadurch ist jedoch die Empfindlichkeit der Brückenschaltung geringer. Ersetzt man T1 durch eine aufwendigere Verstärkerschaltung, so läßt sich der Empfindlichkeitsverlust wieder ausgleichen. Um die Eigenerwärmung des Thermistors möglichst gering zu halten, wurde die Brückenschaltung hochohmig gestaltet. Änderungen der Umgebungstemperatur haben fast keinen Einfluß auf das Regelverhalten der Schaltung.

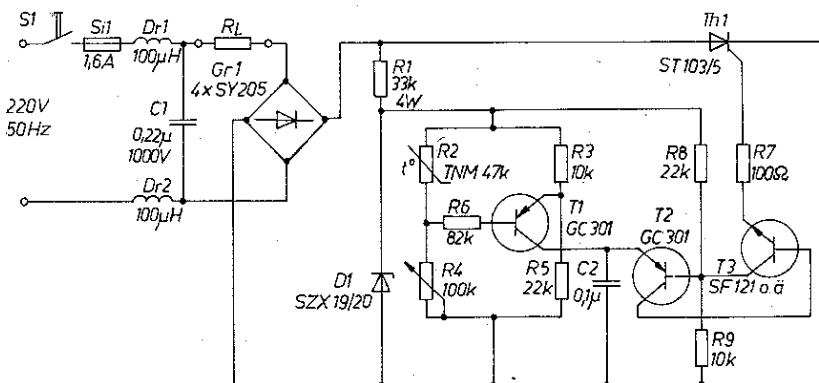


Bild 4 Temperaturregelschaltung (noch mit billigen älteren Halbleiterbauelementen bestückt)

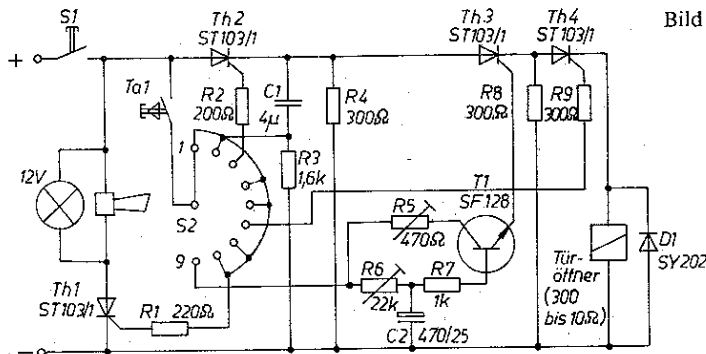


Bild 5 Elektronisches Türschloß

5. Elektronisches Türschloß

Bild 5 zeigt die Schaltung eines elektronischen Türschlosses. Sie ist dadurch gekennzeichnet, daß die Ziffernkombination lautlos gewählt wird. Lediglich der Türöffner verursacht beim Öffnen ein Geräusch.

Die Anzahl der für die Wahl der Ziffernfolge benötigten Thyristoren richtet sich nach der Ziffernkombination, die man verwenden möchte. In der nach Bild 5 beschriebenen Schaltung wurden dafür 3 Thyristoren verwendet, was sich als vollkommen ausreichend erwiesen hat. Da solche Schaltungen in den meisten Fällen mit einer Kleinspannung betrieben werden, beachte man, daß je Thyristorstufe ein bestimmter Spannungsabfall auftritt. Bei Verwendung vieler Thyristorstufen kann dadurch die für den Türöffner erforderliche Spannung zu gering werden. Als Türöffner für Nennspannungen von 4 bis 12 V bzw. für 12 bis 24 V kann man industriell gefertigte Typen nach TGL 9803 verwenden. Diese Türöffner haben eine maximale Stromaufnahme von 1 A. Weitere Möglichkeiten ergeben sich aus dem Eigenbau, wobei die in der Schaltung angegebenen Ohmwerte eingehalten werden müssen. Bei der Verwendung anderer Thyristoren muß der Widerstand des Türöffners so groß sein, daß weder der nötige Haltestrom unterschritten noch der zulässige Durchlaßstrom überschritten wird. Die Einstellung der Ziffernfolge wird mit einem Stufenschalter vorgenommen. Man darf allerdings nur einen Schalter verwenden, bei dem während des Schaltens die benachbarten Kontakte durch das Schaltstück nicht gleichzeitig berührt werden. Dadurch würde nämlich die bereits richtige eingestellte Ziffer wieder gelöscht.

Mit dem Schalter S2 werden die Ziffern in der programmierten Reihenfolge eingestellt. Jeweils nach der Einstellung einer Ziffer wird die Taste Ta1 gedrückt. Wurde die richtige Ziffer gewählt, erhält der entsprechende Thyristor über die jeweiligen Widerstände die erforderliche Zündspannung.

Der Thyristor wird gezündet, und über die Arbeitswiderstände R4, R8 bzw. über die Spule des Türöffners fließt ein Strom. Ist der erste Thyristor leitend geworden, ergibt sich gleichzeitig Zündbereitschaft für den nächsten Thyristor. Stellt man bei der Wahl der Ziffernfolge eine falsche Ziffer ein, wird über S2 die Spannung des Löschkondensators C1 in Sperrichtung an Th2 gelegt. Damit sinkt der Stromfluß durch Th2 unter den Wert des Haltestroms. In diesem Fall werden Th2 und die gesamte bis dahin eingestellte Ziffernfolge gelöscht. Mit der Einstellung muß man dann von vorn beginnen. Es genügt, die Löscheinrichtung hinter Th2 anzuordnen, da vorher falsch gewählte Ziffern ohnehin keine Schalthandlungen auslösen. Der Löschkondensator C1 wird, nachdem Th2 gezündet wurde, über R3 auf den Wert der Betriebsspannung aufgeladen. Ein falsches Einstellen der Ziffern, was z. B. garantiert bei unbefugtem Benutzen des Türöffners auftritt, kann optisch und (oder) akustisch signalisiert werden. Zu diesem Zweck wurde noch ein weiterer Thyristor (Th1) vorgesehen. Bei einer falsch eingestellten Ziffer erhält dieser Thyristor über R1 die zur Zündung benötigte Spannung, und die im Lastkreis befindliche optische und (oder) akustische Si-

gnalisation wird ausgelöst. Bei Hupen mit Selbstunterbrechung ist auf jeden Fall eine Lampe oder ein äquivalenter Widerstand parallel zur Hupe zu schalten, damit während der kurzzeitigen Selbstunterbrechung der erforderliche Haltestrom gewährleistet wird.

Die in Bild 5 dargestellte Schaltung ist für die Ziffernfolge 3-9-6 ausgelegt. Die Programmierung kann jederzeit geändert werden, was man aus Sicherheitsgründen von Zeit zu Zeit tun sollte. Um uneingeweihten Personen die Ziffernwahl zu erschweren, wurde in die Steuerleitung von Th3 eine Schaltung zur Zeitverzögerung eingebaut. Ist Th3 durch S2 angewählt, wird mit dem Drücken der Taste Ta1 über R6 der Kondensator C2 aufgeladen. Hat die Kondensatorspannung einen bestimmten Wert erreicht, wird T1 durchgeschaltet und damit Th3 zeitverzögert gezündet. Mit R6 stellt man die gewünschte Verzögerungszeit ein. Das ist auch die Zeit, während der man Ta1 drücken muß. R5 wird je nach Zündstrombedarf des Thyristors so eingestellt, daß der Thyristor auf alle Fälle sicher zündet.

Die Freilaufdiode D1 schützt beim Abschalten vor zu hohen Spannungsspitzen. D1 muß so bemessen sein, daß über diese Diode ein Strom in der Höhe des Laststroms fließen kann. Mit S1 stellt man die Betriebsbereitschaft der Schaltung her. Gleichzeitig wird mit S1, wenn die Warnsignalisation eingebaut ist, das Warnsignal quittiert. Dazu muß S1 kurz geöffnet werden, damit der Stromfluß durch Th1 unterbrochen wird. Die Anlage ist erneut betriebsbereit, wenn man S1 wieder schließt. Um das elektronische Türschloß jederzeit bedienen zu können, empfiehlt es sich, eine zweite Spannungsquelle zu benutzen, die bei einem Ausfall der ersten automatisch oder von Hand zugeschaltet wird.

6. Prüfgerät für Thyristoren

Mit diesem Prüfgerät können die wichtigsten Parameter eines Thyristors ermittelt werden. Neben einer einfachen Funktionskontrolle lassen sich auch Zündspannung, Zündstrom und (unter Verwendung eines zusätzlichen Vielfachmessers) Haltestrom, Vorwärts-Rückwärts-Reststrom sowie Durchbruchspannung messen. Die Messung der Durchlaßspannung ist ebenfalls möglich. Bevor man mit den eigentlichen Messungen beginnt, sollte man sich noch einmal mit der Arbeitskennlinie eines Thyristors beschäftigen.

Bild 6 zeigt die Schaltung des Thyristorprüfgeräts. Bei der Auswahl der Schalter S2, S4 und S5 ist besonders auf ihre Spannungsfestigkeit zu achten (≥ 1000 V).

6.1. Überprüfung von Thyristoren auf Funktionstüchtigkeit

Um Thyristoren schnell auf ihre Funktionstüchtigkeit zu überprüfen, sind nachstehend genannte Schalter in folgende Schalterstellungen zu bringen: S2/... in Stellung 4, S4/... in Stellung 1, S5 in Stellung 3 und S3/... in Stellung 2. S2/3 bewirkt, daß diese Funktionsprüfung nur bei einer Spannung ≤ 100 V vorgenom-

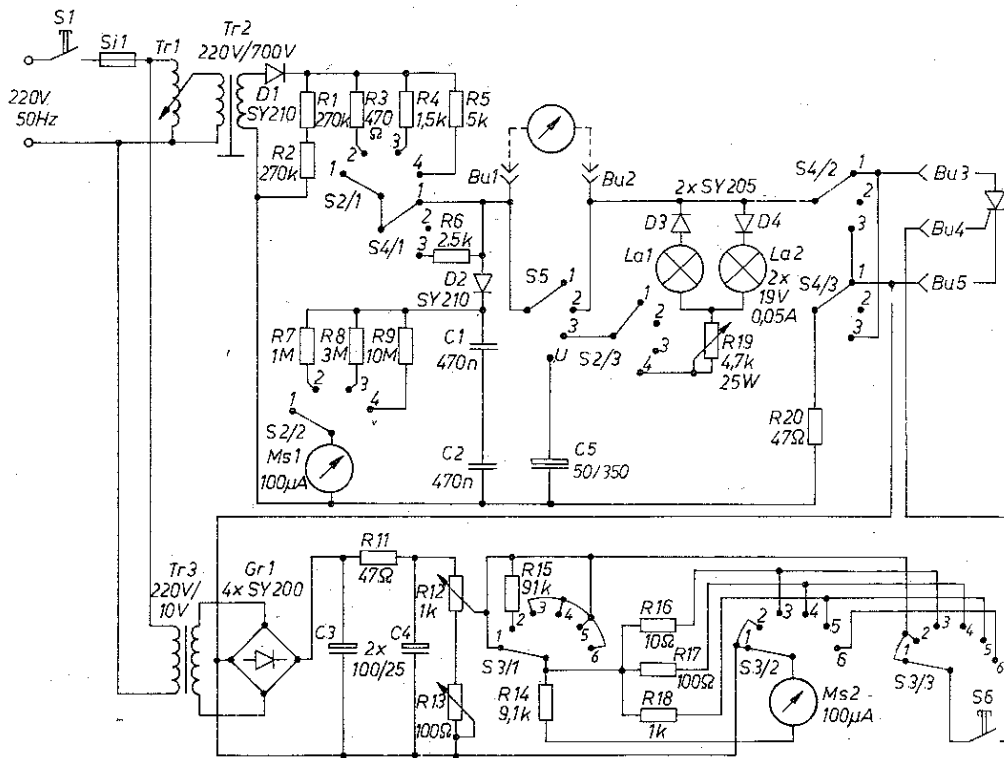


Bild 6
Thyristorprüfgerät

men werden kann. Mit Ms1 ist die Höhe der Prüfspannung zu kontrollieren. Die Anodenspitzenspannung wird in allen Stellungen von S2/ durch Aufladung von C1 und C2 über D2 gemessen. Der Schalter S6 befindet sich zunächst in AUS-Stellung. Ist der Thyristor in Ordnung, darf bei anliegender Anodenspannung keine der beiden Lampen aufleuchten. Mit R12 und R13 ist zunächst die Zündspannung gegen 0 einzustellen. Danach schließt man S6, und mit R12 bzw. R13 wird langsam die Zündspannung erhöht. Wurde der zu prüfende Thyristor gezündet, darf nur La1 aufleuchten. Leuchtet La1 bereits vorher auf, ist der Thyristor auf Grund eines Fehlers in seinem Innern defekt. Beide Lampen leuchten auf, wenn die Sperrwirkung des Thyristors zu gering ist. Liegt eine Unterbrechung im Innern des Thyristors vor, leuchtet keine der beiden Lampen auf.

Außer Thyristoren können in dieser Schaltungsvariante des Thyristorprüfgeräts auch noch Dioden und Triacs überprüft werden. Sollen Dioden überprüft werden, so sind diese an die Buchsen Bu3 und Bu5 anzuschließen (anliegende Anodenspannung mit der zulässigen Sperrspannung der Diode vergleichen!). S6 ist nicht geschlossen. Bei einer brauchbaren Diode darf nur La1 aufleuchten. Leuchten beide Lampen bzw. leuchtet keine Lampe, ist die Diode unbrauchbar.

Die Überprüfung von Triacs ähnelt der von Thyristoren: Hauptanschluß 2 (A2) an Bu3, Hauptanschluß 1 (A1) an Bu5 und Steueranschluß an Bu4 anschließen. Je nach Betriebsart und Herstellungstechnologie haben die in einem Triac vereinigten Thyristorsysteme eine unterschiedliche Zündempfindlichkeit. Auch bei dieser Funktionsprüfung wird zunächst mit R12 und R13 die kleinste Zündspannung eingestellt. Nachdem S6 geschlossen wurde, wird die Zündspannung langsam bis zum Zünden des Triacs erhöht. Ist der Triac in Ordnung, leuchtet bei allmählicher Erhöhung des Zündstroms zuerst La1 auf und später auch La2.

6.2. Zündspannung

Mit dem Stelltransformator Tr1 kann die Spannung für den Transformator Tr2 von 0 bis 220 V eingestellt werden. Hinter der Diode D1 liegt maximal eine Spannung U_{SS} von etwa 1000 V an. Die Anodenspannung gelangt über S2/1, S4/1, S5 (Stellung 2), S4/2 (Stellung 1) zur Buchse Bu3. Der Minuspol wird über R20 und S4/3 (Stellung 1) direkt an Bu5 geführt. Mit S2/ wählt man den entsprechenden Spannungsbereich für die Anodenspannung, die an Ms1 (U_{SS}) abgelesen werden kann. In Stellung 1 des Schalters S4/ wird der zu prüfende Thyristor in Vorwärtsrichtung betrieben. Die positive Zündspannung kommt über S3/3 (Stellung 1 oder 2) und S6 zur Buchse Bu4.

Der Minuspol der Zündspannung liegt direkt an Bu5. In Stellung 1 oder 2 (Zündspannung 1 oder 10 V) des Schalters S3/ kann man mit Ms2 die Zündspannung messen. Beim Einstellen der Anodenspannung mit S2/ ist darauf zu achten, daß die vom Hersteller des zu prüfenden Thyristors zugelassene Sperrspannung nicht überschritten wird. Nachdem S3/ in Stellung 2 oder 1 gebracht und S6 geschlossen wurde, erhöht man mit R12 bzw. R13 die Zündspannung langsam, bis die Anodenspannung (Ms1) beim Zünden des Thyristors plötzlich absinkt. An Ms2 kann nun der Wert der Zündspannung abgelesen werden.

6.3. Zündstrom

Die Anodenspannung stellt man wie bei der Zündspannungsmessung ein. S3/ wird zunächst in Stellung 3 (bzw. 4 bis 6 \cong 100; 10; 1 und 0,1 mA) gebracht. Bei dieser Messung ist Ms2 als Strommesser in den Zündstromkreis geschaltet. Der Zündstrom gelangt über S3/1, R14, Ms2, S3/2, S3/3 und S6 zur Buchse Bu4. Die R16, R17 und R18 sind Meßbereichswiderstände. In Stellung 6 liegt das Meßgerät direkt (ohne Shunt) im Zündstromkreis.

Der Meßvorgang selbst ist der gleiche wie bei der Zündspannungsmessung.

6.4. Haltestrom

An die Buchsen Bu1 und Bu2 wird ein Vielfachmesser mit dem Meßbereich des zu erwartenden Haltestroms angeschlossen. Für die Wahl der Anodenspannung befinden sich die Schalter in folgenden Stellungen: S2/ in Stellung 4, S4/ in Stellung 1 und S3/ in Stellung 2 oder 1. Achtung! Nur bei der Messung des Haltestroms befindet sich der Schalter S5 in der Stellung 4. Zuvor ist jedoch unbedingt der Schalter S2/ in die Stellung 4 zu bringen. Andernfalls kommt es zur Beschädigung bzw. zur Zerstörung von C5! S6 ist geschlossen. Die Zündspannung wird nun wieder allmählich erhöht, bis der Thyristor zündet. Danach schaltet man durch Öffnen von S6 die Zündspannung ab. Mit Tr1 wird die Anodenspannung langsam so weit verringert, bis der am Vielfachmesser angezeigte Stromwert plötzlich auf 0 sinkt. Der noch zuletzt abgelesene Wert ist der Haltestrom.



6.5. Vorwärts-Rückwärts-Reststrom

Wie bei der Haltestrommessung wird an die Buchsen Bu1 und Bu2 ein Vielfachmesser mit dem erforderlichen Strombereich angeschlossen. Die Anodenspannung wählt man mit S2/ je nach Thyristortyp vor. Der Thyristor wird bei dieser Messung nicht gezündet, d. h., S6 befindet sich in AUS-Stellung. Soll der Reststrom in Vorwärtsrichtung gemessen werden, so ist S4/ in Stellung 1 zu bringen. Der Rückwärtsreststrom wird in Stellung 3 des Schalters S4/ ermittelt. R6 wirkt als Schutzwiderstand bei der Rückwärtsreststrommessung.

6.6. Durchbruchspannung

Der Meßvorgang ist fast genauso wie bei der Vorwärtsreststrommessung. Nur wird noch zusätzlich mit Tr1 die Spannung langsam, von 0 beginnend, vergrößert. Entsprechend der Arbeitskennlinie eines Thyristors wird der Reststrom zunächst über einen relativ großen Bereich konstant sein. Bei weiterer Erhöhung der Anodenspannung steigt von einem bestimmten Wert an der Reststrom plötzlich stark an. Die dabei mit Ms1 angezeigte Spannung ist die Durchbruchspannung des Thyristors.

6.7. Durchlaßspannung

Die Durchlaßspannung eines Thyristors läßt sich sehr einfach ermitteln. Ist der Thyristor gezündet und fließt im Hauptstromkreis ein nicht zu kleiner Strom, kann man an den Buchsen Bu3 und Bu5 die Durchlaßspannung messen. Dabei ist zu beachten, daß bei dieser Messung der durch den Thyristor fließende Strom auf keinen Fall kleiner als der Haltestrom werden darf. Der Thyristor würde gelöscht werden, und die Spannung an Bu3 und an Bu5 würde schlagartig auf den Wert der vorgewählten Anodenspannung ansteigen. Das würde aber eine Beschädigung oder gar Zerstörung des Meßgeräts bedeuten.

7. Alarmschaltung

Die Alarmschaltung nach Bild 7 soll in erster Linie ein Fahrzeug gegen unbefugtes Benutzen sichern. Bei entsprechender Modifikation der Schaltung kann man sie auch als Alarmschaltung für Räume, Schränke usw. verwenden.

Der Schalter S1 ist an einer versteckten Stelle (z. B. im Kofferraum) anzubringen. Nach Verlassen und Abschließen des Fahrzeugs (S2 offen) stellt man mit S1 die Bereitschaft der Alarmschaltung her. Öffnet eine unbefugte Person die Tür, so wird über den dann geschlossenen Schalter S2 der Transistor T1 durchgeschaltet, und dadurch zündet auch der Thyristor Th1. Über R2 beginnt ein Strom zu fließen, der bewirkt, daß Th1 weiterhin leitend bleibt. Gleichzeitig wird C1 über R3 aufgeladen. Hat die Spannung an C1 einen bestimmten Wert erreicht, so schaltet der

Transistor T2 durch; der Thyristor Th2 zündet, und die Hupe des Fahrzeugs schaltet sich ein. Selbst wenn man die Tür nur kurz öffnet und gleich wieder schließt, wird in jedem Fall Alarm ausgelöst. In einem solchen Fall bleibt Th1 auch nach dem Schließen der Tür leitend; C1 wird aufgeladen, und schließlich ertönt das Warnsignal. Die Hupe kann nur durch Öffnen des Schalters S1 wieder ausgeschaltet werden. Wird das Fahrzeug von einer befugten Person benutzt, so ist zuerst der Schalter S1 zu öffnen.

Mit R4 ist der Zündstrom dem jeweiligen Thyristor anzupassen. Soll der Schalter S1 bereits vor dem Verlassen des Fahrzeugs in die EIN-Stellung gebracht werden, so kann man beispielsweise die Schaltung nach Bild 7b erweitern. Das erfordert allerdings noch einen dritten Thyristor. Die in Bild 7b dargestellte Erweiterungsschaltung ist zwischen den Punkten 1 und 2 einzufügen (Brücke entfernen!). Den Schutzrohrkontakt bringt man z. B. an der Innenseite der Windschutzscheibe (oder Heckscheibe) möglichst unauffällig an. Nachdem man S1 geschlossen und das Fahrzeug verlassen und abgeschlossen hat, wird mit einem Magneten oder einem magnetischen Schlüssel der Schutzrohrkontakt durch die Scheibe hindurch betätigt. Die Alarmschaltung ist nun ebenfalls betriebsbereit. Die weiteren Vorgänge beim Auslösen des Alarmsignals laufen, wie bereits beschrieben, ab. Mit R3 ist die Verzögerungszeit so groß einzustellen, daß eine befugte Person nach dem Öffnen der Fahrzeugtür noch bequem S1 in die AUS-Stellung bringen kann, ohne daß die Warnung ausgelöst wird.

In der Bereitschaftsstellung der Schaltung fließt kein Strom. Lediglich bei der Schaltung nach Bild 7b fließt über Th3 und R6 ein Strom von ungefähr 30 mA. Es ist zu empfehlen, Th3 auf ein Kühlblech zu setzen. Im allgemeinen wird, u. a. aus Gründen des Umweltschutzes, eine Schaltungserweiterung erforderlich sein, die die Alarmschaltung nach etwa 30 s wieder abschaltet.

8. Intervallschaltung für Scheibenwischer

Bild 8 zeigt den Aufbau einer Intervallschaltung für Scheibenwischer von PKWs. Die Intervalle der Wischbewegung können mit der beschriebenen Schaltung stufenlos eingestellt werden. Genügen nur 2 oder 3 unterschiedliche Intervalle, so ist der einstellbare Widerstand R5 durch einen Stufenschalter mit entsprechenden Festwiderständen zu ersetzen. Die Elektronik des Intervallschalters wird mit dem bereits im PKW befindlichen Scheibenwischermotor lediglich über 2 Leitungsadern verbunden, über die gleichzeitig auch die Elektronik mit Spannung versorgt wird.

Der bereits im Fahrzeug vorhandene Schalter für den Scheibenwischer hat nach dem Einbau des Intervallschalters 2 Funktionen zu erfüllen. In der Stellung EIN wird der Scheibenwischermotor direkt eingeschaltet. In der Stellung AUS ist nicht nur der Motor für den Scheibenwischer abgeschaltet, sondern gleichzeitig wird die Betriebsbereitschaft der Intervallschaltung hergestellt. Mit

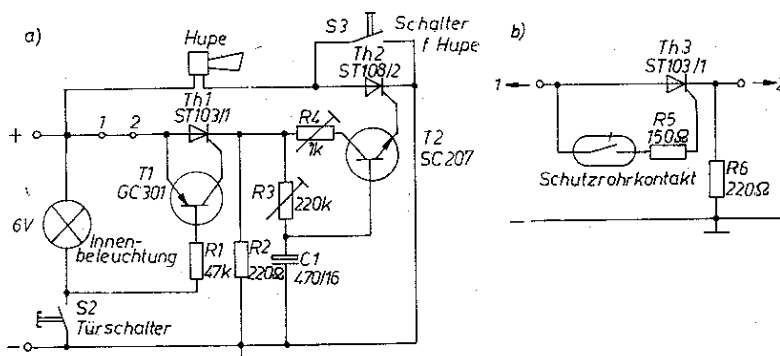
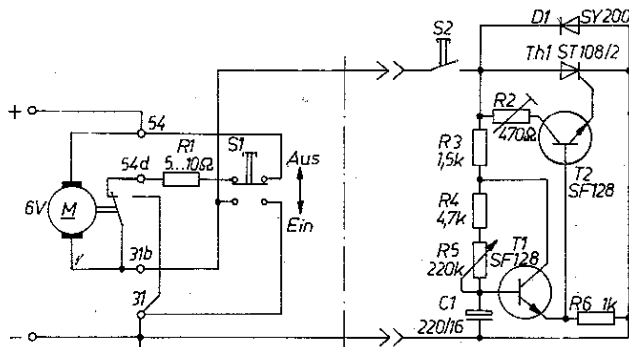


Bild 7
Alarmschaltung:
a – Grundschiung;
b – Erweiterungsmöglichkeit



Scheibenwischerschaltung im Fahrzeug / Elektronik für Intervallschalter

Bild 8 Intervallschalter für Scheibenwischer

dem Schalter S2 setzt man den Intervallschalter in Betrieb. Mit R5 werden die gewünschten Intervalle stufenlos eingestellt. Je nach Einstellung von R5 lädt sich C1 mehr oder weniger schnell auf. Erreicht die Kondensatorspannung einen bestimmten Wert, werden die Transistoren T1 und T2 durchgeschaltet. Der Thyristor wird gezündet und damit der Motorstromkreis geschlossen. Der Scheibenwischer führt eine Wischbewegung aus. Am Ende dieser Wischbewegung überbrückt der Endlagenschalter des Scheibenwischermotors den Thyristor; der Stromfluß wird unterbrochen, und der Motor bleibt stehen. Sofort beginnt wieder ein erneutes Aufladen von C1. Der Widerstand R1 gewährleistet beim Intervallbetrieb ein sicheres Anlaufen des Motors, indem er im Anlaufmoment den erforderlichen Stromfluß durch den Thyristor bewirkt. Außerdem bremst dieser Widerstand elektrisch die Wischerarme beim Erreichen der Endstellung. Für R1 kommen nur niederohmige Widerstände in Frage. Gegebenenfalls ist der genaue Wert, der u. a. auch vom gewünschten Grad der Abbremsung bestimmt wird, experimentell zu ermitteln. Mit R2 besteht die Möglichkeit, den Zündstrom dem jeweiligen Thyristortyp entsprechend anzupassen. Ein einwandfreies Funktionieren der Schaltung setzt voraus, daß die vom Scheibenwischermotor kommenden Adern auch tatsächlich (ziffern-)richtig am Schalter S1 angeschlossen sind. Das ist nicht immer der Fall.

9. Kontaktloser Zeitschalter

Mit der Schaltung nach Bild 9 ist es möglich, Verbraucher nach einer bestimmten, vorgewählten Zeit kontaktlos abzuschalten. Da hierbei die Schaltvorgänge geräuschlos ablaufen, eignet sich dieser Zeitschalter z. B. gut zum automatischen Abschalten von Leseleuchten. Schläft man beim Lesen leicht ein, ist eine solche Abschaltung sehr bequem, da auf diese Weise die Lampe nicht unnötig (vielleicht sogar die ganze Nacht lang) Energie umsetzt. Will man nach automatischem Löschen der Lampe noch weiterlesen, braucht man nur auf den Taster Ta1 zu drücken, und die Leselampe leuchtet wiederum für die Dauer der eingestellten Zeit.

Der Zeitschalter arbeitet mit 2 Thyristoren. Der zeitbestimmende Teil der Schaltung wird aus R1 bis R6 und C2 bis C5 gebildet. Die Diode D1 verhindert, daß die Kondensatorgleichspannung von C1 an Th1 gelangt und damit das Schaltverhalten dieses

Thyristors negativ beeinflußt (Th1 wird mit pulsierendem Gleichstrom betrieben). Mit S1 setzt man die Schaltung in Betrieb. Th1 wird über R9 gezündet und schaltet den Verbraucher (z. B. eine Leselampe) ein. Bei der Inbetriebnahme der Schaltung werden gleichzeitig die Kondensatoren C2 bis C5 über R1 bis R6 aufgeladen. Die Einschaltdauer des Zeitschalters wird mit S2 eingestellt. Je nach Stellung von S2 werden die Kondensatoren C2 bis C5 mehr oder weniger schnell aufgeladen. Ist die Durchbruchspannung des Diacs D2 erreicht (ungefähr 26 V), wird über R8 der Thyristor Th2 gezündet. La2 leuchtet auf, und im gleichen Moment bekommt Th1 keine Zündspannung mehr. Am Ende der nächsten Netzhalbwellen wird Th1 gelöscht, und damit schaltet sich auch die Lampe La1 aus.

Soll die Leselampe erneut eingeschaltet werden, ist der Taster Ta1 zu drücken. Bei der Betätigung dieses Tasters wird mit der einen Schaltebene Th2 überbrückt und damit gelöscht; mit der zweiten Schaltebene werden über R7 die Kondensatoren des Zeitkreises entladen. Läßt man die Taste Ta1 wieder los, d. h., sind die Kontakte des Tasters Ta1 wieder geöffnet, beginnt der Aufladevorgang der Kondensatoren C2 bis C5 von vorn, bis Th2 durchschaltet, so daß die Leselampe abermals erlischt.

C2 bis C5 sollten nicht durch einen geeigneten Elektrolytkondensator ersetzt werden. Grund dafür ist der bei Elektrolytkondensatoren auftretende Reststrom. Kondensatoren mit größeren Restströmen stellen das einwandfreie Funktionieren der Schaltung in Frage, besonders im Bereich längerer Zeiten. Empfohlen werden für den genannten Zweck Kondensatoren für erhöhte Anforderungen vom Typ IB nach TGL 12122, Bl. 2. Bei Kondensatoren mit sehr geringen Restströmen kann man mit dieser Schaltung Zeiten bis zu einer halben Stunde erreichen. Um in der Zeichnung nicht unnötig viele Widerstände darzustellen, wurden nur 6 Widerstände eingezeichnet. Für lange Zeiten sind entsprechend mehr Widerstände einzusetzen. Allerdings kann der resultierende Wert der Widerstandskombination nicht beliebig groß gewählt werden, da der Isolationswiderstand der gesamten Zeitschaltung eine Grenze setzt.

Ta1 ist ein Leuchttaster, in den man die Lampe La2 einbaut. Dadurch wird das Auffinden des Tasters Ta1 bei ausgeschalteter Lampe La1 erleichtert.

10. Überlastschutz für Universalmotoren

Oft werden elektromechanisch betriebene Werkzeuge sehr stark belastet, so daß sich bei langen Betriebszeiten eine unzulässig hohe Wicklungstemperatur einstellt. Das kann im Laufe der Zeit zu einer Beschädigung der Wicklungsisolierung und damit zum Ausfall der Maschine führen.

Die in Bild 10 dargestellte Schaltung wirkt als Überlastschutz für Universalmotoren. Bei auftretender Überlastung wird der Motor sofort abgeschaltet. Er kann erst wieder durch Handeintastung erneut in Betrieb genommen werden. Auf eine Besonderheit sei jedoch hingewiesen: Trotz Abschaltung des Motors liegt dieser noch am Netz. Bei eventuell notwendig werdenden Arbeiten am Motor in jedem Fall *Maschine vom Netz trennen!*

Das Prinzip der Schaltung beruht darauf, daß der bei steigender Belastung ebenfalls steigende Motorstrom beim Überschreiten einer bestimmten, vorgewählten Grenze die Abschaltautomatik auslöst.

Der Motor wird mit pulsierendem Gleichstrom betrieben. Die Schaltung startet man mit S1. C2 lädt sich über R1 und R2 auf

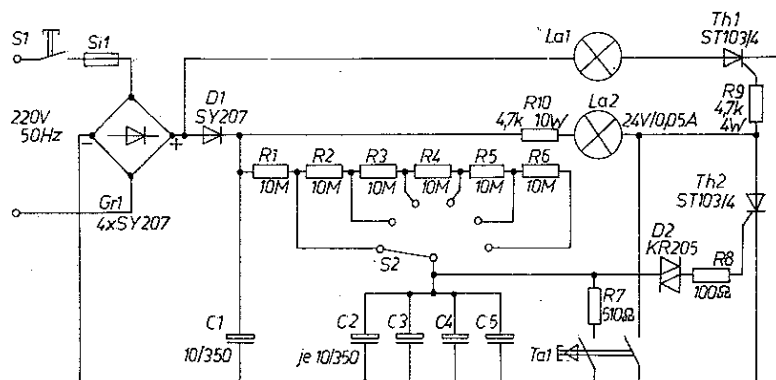


Bild 9 Kontaktloser Zeitschalter

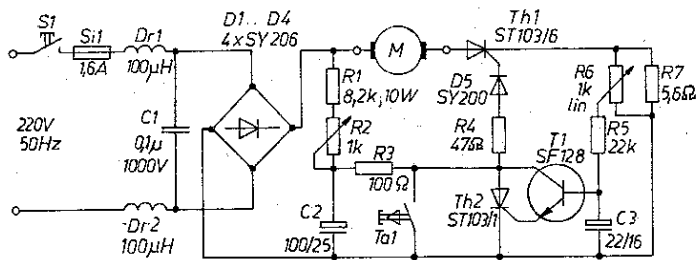
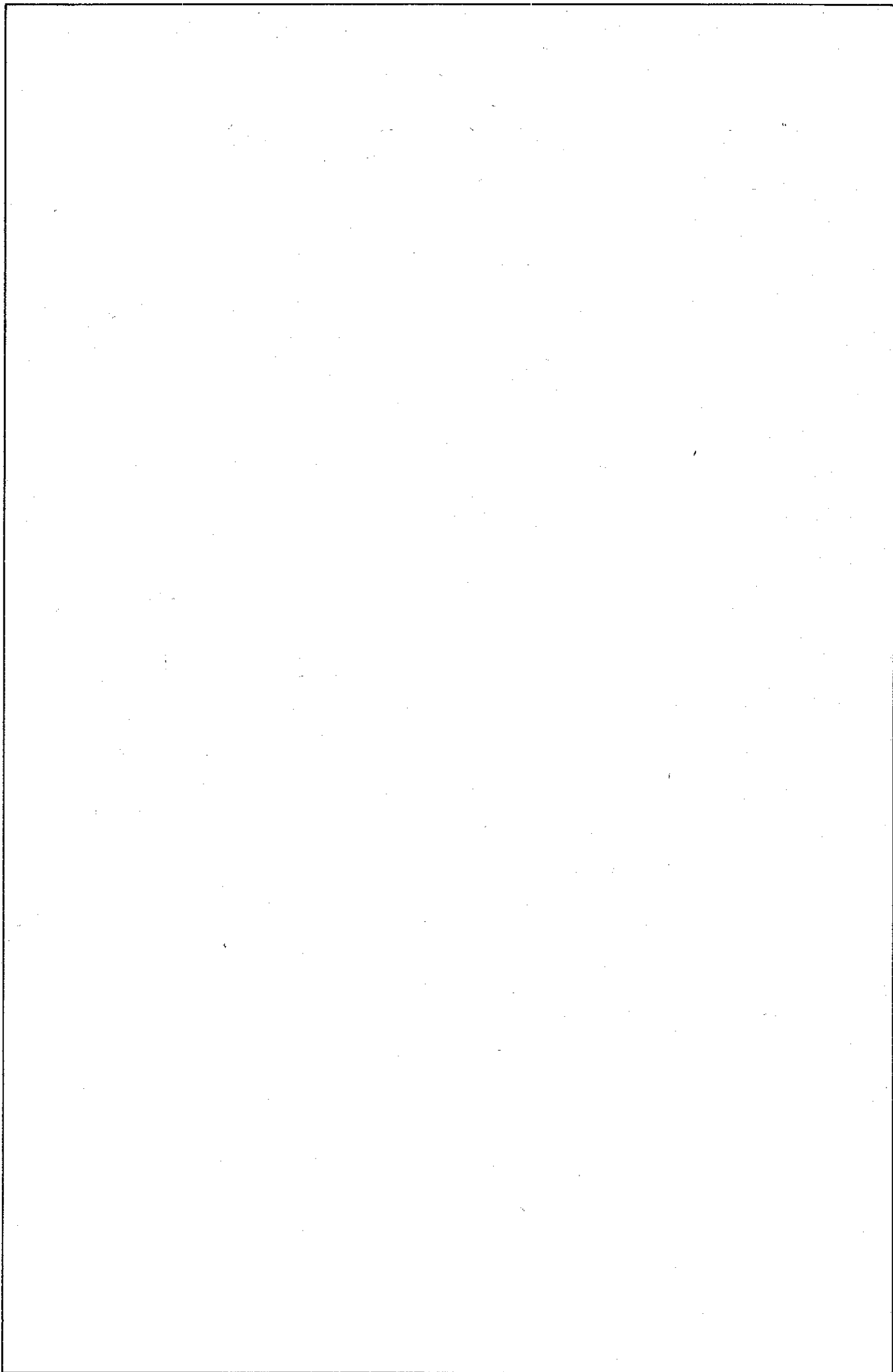


Bild 10 Elektronischer Überlastschutz für Universalmotoren

und liefert die Zündspannung für Th1, die über R3, R4 und D5 an die Steuerelektrode von Th1 gelangt und diesen zündet. Mit R2 läßt sich die Drehzahl des Motors in bestimmten Grenzen verstellen. Mit Beginn jeder Halbwelle (je nach Einstellung von R2 früher oder später) wird Th1 automatisch gezündet und bei Nulldurchgang der Spannung wieder gelöscht. Vergrößert sich infolge einer höheren Belastung des Motors der Strom im Laststromkreis, so erhöht sich proportional dazu auch der Spannungsabfall über R7. Der in Bild 10 angegebene Wert für R7 ist als Richtwert zu betrachten. R7 ist so zu dimensionieren, daß die über ihn abfallende Spannung zum Aktivieren des Transistors T1 ausreicht. C3 und R5 stellen ein Zeitglied dar, das bei nur kurzzeitigen Belastungen (u. a. auch bei der erhöhten Stromaufnahme im Einschaltmoment) ein Zünden des Thyristors Th2 verhindert. Mit dem Aufsteuern des Transistors T1 wird auch Th2 gezündet. Damit erhält Th1 nicht mehr die erforderliche Zündspannung. Er wird bei Beginn der nächsten Halbwelle nicht mehr gezündet, und der Motor schaltet ab.

Soll der Motor wieder in Betrieb genommen werden, muß die Taste Ta1 gedrückt werden. Th2 wird durch Ta1 überbrückt und damit gelöscht. Nach Loslassen der Taste Ta1 zündet Th1 wieder, und der Motor läuft erneut an.

Es sei noch auf folgendes hingewiesen. Die Schaltung arbeitet im Halbwellenbetrieb. Da für einige Motoren der Halbwellenbetrieb unzulässig ist (auf Grund der thermisch optimalen Konzeption des Motors), sind unbedingt die Herstellerhinweise zu beachten. Auf alle Fälle muß beim Erproben bzw. Anwenden der Schaltung das thermische Verhalten des angeschlossenen Motors kontrolliert werden. Wird die Maschine sehr schnell warm, so ist sie für diese Schaltung ungeeignet.





1. Einleitung

Der Triac, auch symmetrischer oder bidirektionaler Thyristor genannt, eignet sich besonders zur verlustarmen Steuerung bzw. Schaltung von Wechselströmen. Beim Triac handelt es sich im Prinzip um 2 antiparallelgeschaltete Thyristoren, deren Steueranschlüsse zusammengefaßt sind, d. h., er ist ein zweiseitig steuerbarer Gleichrichter mit nur einer Steuerelektrode.

Schaltungen, bei denen antiparallelgeschaltete Thyristoren eingesetzt sind, lassen sich mit Triacs schaltungstechnisch einfacher und effektiver lösen.

Im Gegensatz zum Thyristor kann ein Triac nicht nur mit positiven, sondern auch mit negativen Impulsen gezündet werden, unabhängig von der Polarität der Hauptanschlüsse.

2. Aufbau und Wirkungsweise

Der Triac besteht aus einer einkristallinen Siliziumscheibe, in der sich mehrere unterschiedlich stark dotierte und verschieden geformte n- und p-leitende Schichten befinden. Dieses Kristallsystem kann man sich durch verschiedene Schnitte z. B. in 4 Thyristorsysteme mit unterschiedlicher Zonenfolge zerlegt denken. Jedes dieser Teilsysteme kann bei ganz bestimmten Potentialbedingungen gezündet werden. Diese Betrachtungsweise, den Triac als eine Parallelschaltung von 4 unterschiedlich aufgebauten Einzelthyristoren anzusehen, erleichtert das Verständnis für den nicht ganz einfachen Aufbau des Si-Kristalls eines Triacs. Bild 1 zeigt die unterschiedlichen Schnitte der Thyristorsysteme.

In Bild 1a wird vom bekannten Aufbau eines Thyristors ausgegangen. Der Hauptanschluß A2 hat gegenüber Hauptanschluß A1 positives Potential; die Steuerelektrode G (Gate) ist gegenüber Hauptanschluß A1 ebenfalls positiv. Eine positive Spannung an G löst über die P1-Schicht eine Emission von Elektronen aus der N1-Schicht in die P1-Schicht aus. Die durch die P1-Schicht diffundierenden Elektronen gelangen zur N2-Schicht und führen hier zu einer Dichteerhöhung und somit zur Zündung des »Thyristors«.

Bild 1 b zeigt einen anderen Schnitt durch das Kristallsystem des Triacs. Hier hat A2 positives Potential gegenüber A1; G ist negativ gegenüber A1. Der Hauptanschluß A1 ist sowohl mit der N1-Schicht als auch mit der P1-Schicht (sehr dünn und hochohmig) sperrfrei verbunden. Bei negativer Spannung an G wird über den sperrfrei kontaktierten Anschluß A1 P1 gegenüber N3 positiv. Das hat zur Folge, daß der durch die Schichten N3, P1, N2 und P2 gebildete »Thyristor« gezündet wird. Der nun einsetzende Durchlaßstrom erzeugt über den Gatewiderstand einen Spannungsabfall, der das Potential von P1 so anhebt, daß dieses positiv gegenüber N1 ist. P1 wirkt in diesem Fall wie eine Steuerelektrode, und der andere »Teilthyristor« wird gezündet. Über die beiden Hauptanschlüsse A2 und A1 beginnt der Laststrom zu fließen.

Bild 1 Prinzipieller Aufbau eines Triacs mit seinen unterschiedlich stark dotierten und verschieden geformten n- und p-Schichten; a – A2 und G positiv gegenüber A1; b – A2 positiv und G negativ gegenüber A1; c – A2 negativ und G positiv gegenüber A1; d – A2 und G negativ gegenüber A1

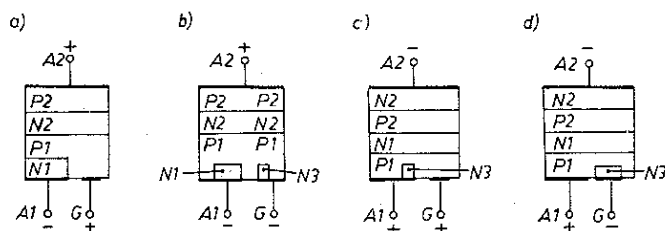


Tabelle Potentialbedingungen an den Anschlüssen eines Triacs

	Polarität	
	A2	G
1	positiv	positiv
2	negativ	positiv
3	negativ	negativ
4	positiv	negativ

trode, und der andere »Teilthyristor« wird gezündet. Über die beiden Hauptanschlüsse A2 und A1 beginnt der Laststrom zu fließen.

Bei der in Bild 1 c dargestellten Schichtfolge hat A2 negatives Potential gegenüber A1, und G ist positiv gegenüber A1. Wird an G ein positiver Impuls gelegt, so werden aus der N3-Schicht Elektronen emittiert. Die durch die P1-Schicht diffundierenden Elektronen führen zu einer Verdichtung in der N1-Schicht, das wiederum zur Zündung des aus den Schichten P1, N1, P2 und N2 gebildeten Thyristorsystems führt. Bei der letzten Schnitt-darstellung (Bild 1 d) sind A2 und G negativ gegenüber A1. Die Schichtfolge N3, P1 und N1 kann man sich als npn-Transistor denken, der mit einem in Durchlaßrichtung gepolten Basis-Kollektor-Übergang arbeitet. Legt man an G eine negative Spannung, so wird der zwischen N3 und P1 liegende pn-Übergang in Durchlaßrichtung gepolt. Aus dem »Emitter« N3 emittieren Elektronen, diffundieren durch die Schicht P1 und gelangen zum »Kollektor« N1 des angenommenen npn-Transistors. Die Erhöhung der Elektronendichte in der N1-Schicht führt auch hier zum Zünden des aus den Schichten P1, N1, P2 und N2 gebildeten »Thyristors«.

In der Tabelle sind die Potentialbedingungen an den Elektroden eines Triacs, bezogen auf den Hauptanschluß A1, dargestellt. Die bei den Fällen 1 und 3 genannten Potentialbedingungen eignen sich für die Zündung eines Triacs besonders gut, während die unter 4 genannten Bedingungen weniger gut und die unter 2 genannten Bedingungen nicht gut geeignet sind. Triacs haben gleiche Bauformen wie Thyristoren.

3. Arbeitskennlinie

Bild 2 zeigt die charakteristische Arbeitskennlinie eines Triacs, aus der auch das symmetrische Verhalten dieses Bauelements ersichtlich ist.

Im nichtgezündeten Zustand sperrt der Triac in beiden Richtungen. Erhöht sich dabei die Spannung an den beiden Hauptanschlüssen so weit, daß die Kippspannung des Triacs überschritten wird und der Blockierstrom einen bestimmten Wert überschreitet, zündet der Triac (*Überkopfzündung*). Dieser Effekt tritt in beiden Richtungen auf. Bei nicht gezündetem Triac fließt nur ein sehr geringer Blockierstrom. Damit ein gezündeter Triac leitend bleibt, muß, wie beim Thyristor, ein bestimmter Durchlaßstrom fließen. Dieser darf nicht unter den Wert des Halte-

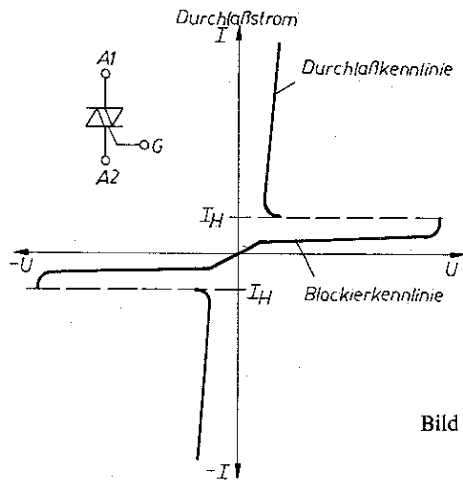


Bild 2 Symbol und Arbeitskennlinie eines Triacs

stroms sinken. Ein Triac kann den Durchlaßstrom sowohl in positiver als auch in negativer Richtung führen

4. Zündschaltung

Triacs können mit Gleich- oder mit Wechselspannung gezündet werden. In den meisten Fällen wird der Triac so angesteuert, daß die Spannung am Steueranschluß die gleiche Polarität hat wie der Hauptanschluß A2 (s. auch Tabelle). Der überwiegende Teil der Triacs wird am zweckmäßigsten mit negativer Spannung angesteuert.

Bild 3 zeigt eine einfache Ansteuermöglichkeit. Stehen nur sehr kleine Steuerspannungen zur Verfügung, so sind diese durch Transistorstufen bzw. Impulsübertrager entsprechend zu verstärken. Bei der in Bild 3 dargestellten Zündschaltung bleibt der Triac so lange gezündet, wie der Schalter S1 geschlossen ist.

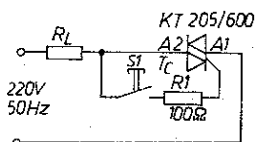


Bild 3 Einfache Zündschaltung für Triacs

5. Triacschalter

Bei dem in Bild 4 dargestellten Triacschalter können größere Lastströme mit Kontakten für geringe Belastung (Kontaktthermometer, Mikrostößeltaster u. ä.) geschaltet werden. Allerdings müssen die Kontakte von S1 mindestens für den maximalen Zündstrom des Triacs ausgelegt sein.

Mit dieser Schaltung sind 2 Betriebsarten möglich. In Schalterstellung 1 arbeitet die Schaltung im Halbwellenbetrieb. Das bedeutet, daß der Triac während der negativen Halbwelle der Netzspannung nicht gezündet wird. Der Verbraucher (R_L) wird nur mit halber Leistung betrieben. In der Schalterstellung 2 arbeitet die Schaltung im Vollwellenbetrieb. Handelt es sich bei R_L um einen induktiven Verbraucher, so ist der Triac mit einer RC-Kombination zu beschalten, um ein unkontrolliertes Zünden zu verhindern. Die angegebenen Werte für C2 und R2 sind nur Richtwerte und müssen von Fall zu Fall experimentell ermittelt werden (mit Oszillograf Spannung über Tc1 kontrollieren

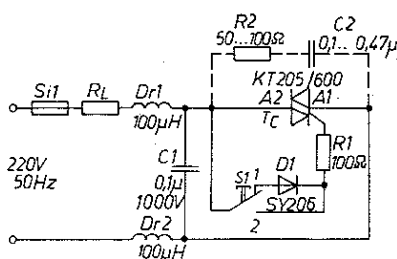


Bild 4 Triacschalter

und dabei C2 und R2 so verändern, daß ein Spannungsminimum erreicht wird). Versieht man S1 noch mit einer AUS-Stellung, kann die Schaltung über diesen Schalter außer Betrieb gesetzt werden. Dabei ist aber unbedingt darauf zu achten, daß R_L immer noch Netzpotential hat

6. Einfacher Wechselstromsteller

Bild 5 zeigt einen einfachen Wechselstromsteller mit einem Triac. Dieser Wechselstromsteller kann beispielsweise zur Steuerung der Beleuchtungsstärke oder zum Einstellen der Drehzahl von Motoren bis zu einer Leistung von ungefähr 2000 W eingesetzt werden (dabei Dimensionierung von Dr1 und Dr2 für diese Leistung beachten). Die Schaltung arbeitet mit einem Diac als Triggerdiode; ihre Eigenschaften sollen kurz erklärt werden.

Der Diac ist eine symmetrisch aufgebaute Diode, deren prinzipieller Kennlinienverlauf Bild 6 darstellt. Beim Überschreiten eines bestimmten Spannungswerts (Durchbruchspannung) zwischen den beiden Anschlüssen kippt eine solche Diode aus dem Blockierzustand in den Durchschaltzustand. Die Durchbruchspannung, auch Höckerspannung genannt, liegt bei den meisten Diactypen zwischen 28 und 36 V. Bis zum Erreichen der Durchbruchspannung weist die Diode einen hohen Sperrwiderstand auf. Bei einer Spannung, die mehr als 6 V unter der Durchbruchspannung liegt, geht der Durchlaßwiderstand des Diacs erneut in den Sperrwiderstand über.

Bei der in Bild 5 dargestellten Schaltung wird der Zündkondensator C2 über R1 und R2 abwechselnd positiv und negativ aufgeladen. Ist die Spannung an C2 so groß, daß die Durchbruchspannung des Diacs überschritten wird (unabhängig von der Polarität), so wird dieser leitend, und es kommt zu einer Teilentladung von C2 über D1, R3 und die Strecke Steuer- und Hauptanschluß A1 von Tc1. Das bewirkt eine Zündung des Triacs, und der Laststrom beginnt zu fließen. Die weitere Entladung von C2 bis zum Löschen des Triacs beim nächsten Stromnulldurchgang verläuft über R1, R2 und Tc1. Nachdem der Triac gelöscht ist, setzen die Restentladung und die anschließende Wiederaufladung von C2 über den Lastwiderstand R_L , R1 und R2 ein. Mit R1 wird der Zündwinkel eingestellt.

Die beschriebene Schaltung hat allerdings einen gewissen Nachteil, den sogenannten Hystereseffekt, der nachfolgend noch kurz erläutert werden soll. Angenommen, die Schaltung wird zu Beginn einer positiven Halbwelle in Betrieb genommen. Die Spannung an C2 steigt bis zur Durchbruchspannung von D1 an. Danach entlädt sich C2, bis die Spannung so weit gesunken ist, daß die Triggerdiode erneut sperrt. Am Ende der ersten Halbwelle ist die Spannung an C2 bis auf eine bestimmte Restspannung gesunken, deren Höhe von dem mit R1 eingestellten Zündwinkel abhängt. Wegen dieser Restspannung (bei unveränder-

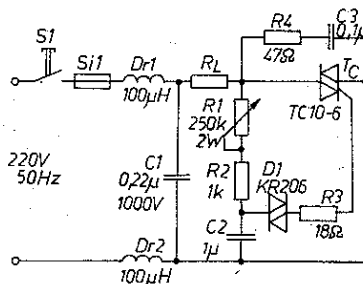


Bild 5 Einfacher Wechselstromsteller mit Triac

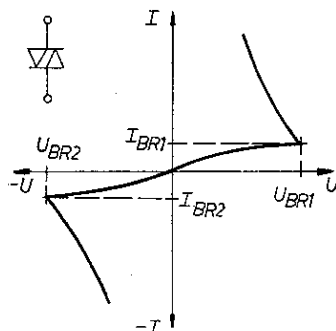


Bild 6 Symbol und prinzipielle Kennlinie eines Diacs: U_{BR} - Durchbruchspannung; I_{BR} - Durchbruchstrom

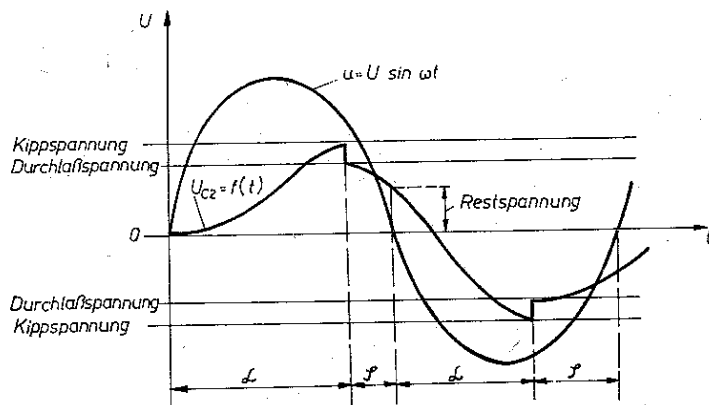


Bild 7 Spannungsverlauf am Zündkondensator: α – Zündwinkel; φ – Stromflußwinkel

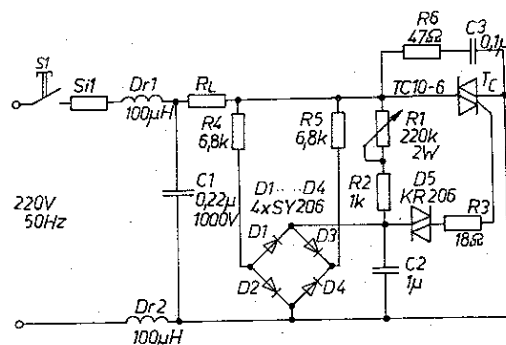


Bild 8 Wechselstromsteller mit Triac ohne Hystereseeffekt

ter Einstellung von $R1$) folgt die Zündung in der zweiten Halbwelle später als in der ersten. Die Restspannung am Ende der zweiten Halbwelle wird dadurch größer als am Ende der ersten Halbwelle. Das geht soweit, bis nach mehreren Halbwellen Restspannung und damit auch Zündwinkel ihre Endwerte erreicht haben. Bild 7 zeigt den Spannungsverlauf am Zündkondensator. Der Hystereseeffekt macht sich besonders dann unangenehm bemerkbar, wenn der Verbraucher langsam von der Nullstellung aus eingeschaltet werden soll. Bei der Steuerung einer Beleuchtung äußert sich dieser Effekt dadurch, daß sich die Helligkeit sprunghaft verändert. Es gibt nun Schaltungsvarianten, die diesen Hystereseeffekt mehr oder weniger stark vermindern oder gar beseitigen.

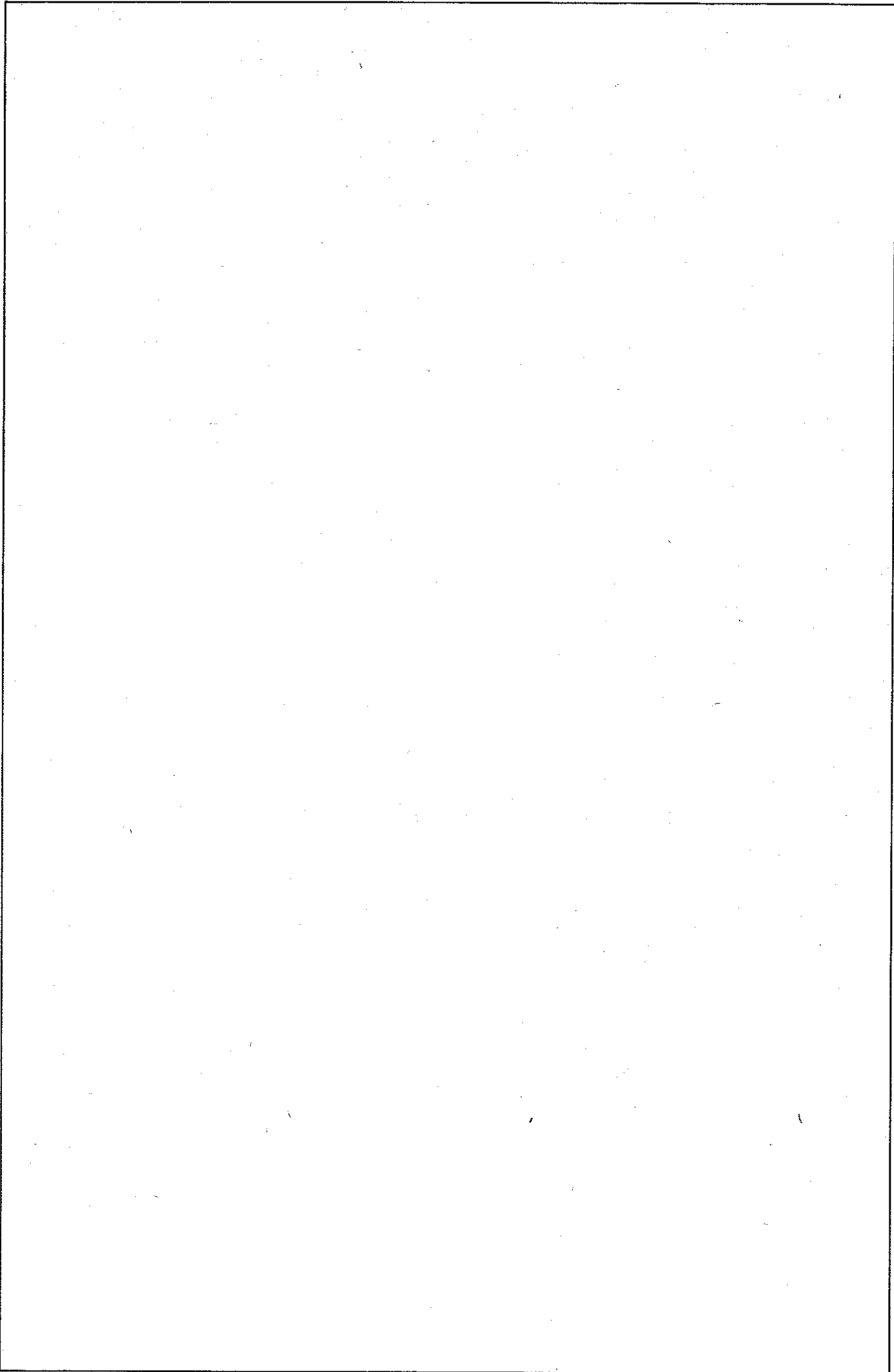
7. Wechselstromsteller ohne Hystereseeffekt

Ausgehend von der Schaltung nach Bild 5 kann durch zusätzliche Verwendung von 4 Dioden und 2 Widerständen der in Abschnitt 6 beschriebene Hystereseeffekt beseitigt werden. Bild 8 zeigt die Schaltung.

Die in der positiven Halbwelle in Durchlaßrichtung gepolte Diode $D2$ verhindert eine Aufladung von $C2$ über $D1$. In der negativen Halbwelle gilt das gleiche für $D3$ und $D4$. Das Einfügen der Dioden $D1$ bis $D4$ und der Widerstände $R4$ und $R5$ in die Schaltung nach Bild 5 hat also keinen Einfluß auf die Aufladung von $C2$.

In der Zeit, in der der Triac gezündet ist, entlädt sich $C2$ bei positiver Kondensatorspannung über $D3$, $R5$ und den Triac bzw. bei negativer Kondensatorspannung über $D1$, $R4$ und den Triac. Beim nicht gezündeten Triac entlädt sich $C2$ über R_L , sobald die Betriebsspannung unter die Kondensatorspannung gesunken ist. Die Widerstände $R4$ und $R5$ sind relativ niederohmig, so daß bis zum Ende einer jeden Halbwelle $C2$ fast vollständig entladen wird. Dadurch ist auch die vorher verbleibende Restspannung, die die Ursache für den Hystereseeffekt war, beseitigt.

Mit der beschriebenen Schaltung läßt sich eine kontinuierliche Steuerung im Bereich von etwa 5 bis 95% der Nennleistung erreichen.





1. Einleitung

Mit dem Inkrafttreten der neuen Amateurfunkordnung vom 1. August 1977 ist es auch den Funkamateuren unserer Republik im Frequenzbereich von 10,0 bis 10,5 GHz gestattet, Amateurfunkbetrieb auszuüben. Dieser hohe Frequenzbereich stellt ganz neue Anforderungen an den Anwender. Der technologische Sprung von der Technik des bisherigen normalen UKW-Amateurfunks zur 10-GHz-Technik ist so gewaltig, daß vorerst nur Spezialisten unter den Funkamateuren in der Lage sein werden, die hohen Anforderungen zu meistern.

Dabei muß sich der Funkamateurer nicht auf seinen Einfallsreichtum verlassen, um die benötigte Technik zu entwickeln und zu bauen. Vielmehr kann er auf Entwicklungen der Industrie zurückgreifen, die speziell für das Satelliten-Direktfernsehen entstanden sind und sich etwas modifiziert im 10-GHz-Amateurfunkdienst einsetzen lassen. Das gilt besonders für die Erzeugung von Höchstfrequenzenergie bei 10 GHz. Das ist ein Problem, der bei den Betrachtungen im Vordergrund steht

2. HF-Erzeugung im 10-GHz-Bereich

Aus der herkömmlichen Höchstfrequenztechnik sind Bauelemente bekannt, die auch im 11-GHz-Bereich HF-Energie erzeugen bzw verstärkende Wirkung haben. Es handelt sich dabei um Laufzeitröhren, die unter der Bezeichnung Klystrons und Wanderfeldröhren bekannt wurden. Diese Röhrentypen haben für den Funkamateurer aber sehr geringe Bedeutung, da sie relativ schieblich zu handhaben sind und sehr aufwendige Netzteile benötigen.

Die Halbleitertechnik ist aber heute in der Lage, weitaus kleinere Bauelemente bei fast gleichen Ausgangsleistungen und Verstärkereigenschaften wie Höchstfrequenzröhren zu erzeugen. Dabei sei nur an IMPATT-Dioden, GUNN-Dioden und an neueste Entwicklungen aus der Familie der Gallium-Arsenid-Feldeffekttransistoren (GaAs-FET) erinnert. Diese Transistoren sind z. Z. noch sehr teuer, dürften aber mit der Einführung des 11-GHz-Fernsehens auch für den Funkamateurer erschwinglich sein.

Mit IMPATT-Dioden kann man Leistungen im Wattbereich erzeugen. Sie benötigen aber Betriebsspannungen, die zwischen 50 bis 150 V liegen. Das stellt für transportable Stationen ein wesentliches Hindernis dar. Auch ist ihr Preis sehr hoch.

Ein Halbleiterbauelement, das noch nicht erwähnt wurde, ist die Varaktordiode. Mit dieser Diode können Frequenzvervielfacher aufgebaut werden, die bis weit über den 10-GHz-Bereich hinaus arbeiten. Auch diese Dioden liegen preislich sehr ungünstig. Hinzu kommt, um den Vervielfachungsfaktor nicht zu hoch wählen zu müssen, eine Amateurfunkstation, die im 24- bzw. 12-cm-Band arbeiten müßte. Diese Frequenzbereiche sind leider z. Z. für die Funkamateure der DDR nicht zugelassen, so daß die Varaktordiode im Moment für die Energieerzeugung nur sehr geringe Bedeutung hat.

Die GUNN-Dioden sind, nach den Erfahrungen der vergangenen Jahre, die für den Funkamateurer brauchbarsten Bauelemente.

2.1. GUNN-Oszillatoren

Die GUNN-Diode hat wesentlichen Anteil an der schnellen Entwicklung der 3-cm-Amateurfunkfähigkeit. Mit diesen Dioden lassen sich recht billige und einfache Oszillatoren sowohl für Sender als auch für Empfänger aufbauen. Die Signalverarbeitung mit integrierten Schaltkreisen trägt weiter dazu bei, daß Funkgeräte recht klein und mit geringem Aufwand gebaut werden können und daß sie sich viele Stunden lang aus einer Batterie betreiben lassen.

Um einen brauchbaren Oszillator aufzubauen und um die erzeugte Energie auch transportieren zu können, benötigt man entsprechende Resonatoren und HF-Leitungen.

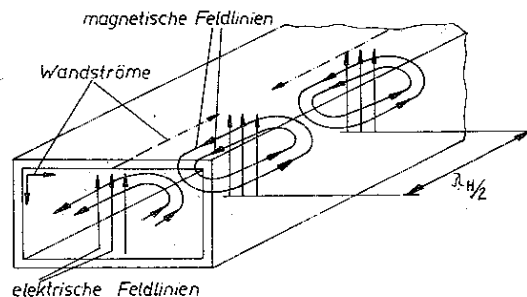


Bild 1 Verlauf der magnetischen und elektrischen Feldlinien in einem Rechteckhohlleiter, der durch die H_{10} -Welle angeregt ist

2.1.1. Hohlleiter

Für den interessierenden Frequenzbereich von 10 GHz kommen zur Erzeugung und Fortleitung der Energie nur Hohlleiter in Frage.

Aus der Theorie der Hohlleiter [1] [2] ist ersichtlich, daß ein rechteckiger Hohlleiter mit der Wellenform H_{10} (gesprochen H-eins-null) mit dem Seitenverhältnis $a = 2b$ die geringste Dämpfung hat (Bild 1). Die Wellenform H_{10} ist eine sehr stabile. Die Grenzwellenlänge, bei der praktisch der Energietransport beginnt, liegt bei $\lambda = 2a$. Die Wellenlänge für die H_{10} -Welle im Hohlleiter ist

$$\lambda_H = \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$

Sie ist also größer als die Wellenlänge in der Luft. Der Wellenwiderstand eines Hohlleiters hängt von Frequenz und Wellenform ab. Für die H_{10} -Welle beträgt er

$$Z_H = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$

Um die Verluste im Hohlleiter so gering wie möglich zu halten, sollte er aus gut HF-leitendem Material bestehen und nach Möglichkeit innen versilbert sein. Bei der Montage der Hohlleiter ist darauf zu achten, daß keine Verkantungen auftreten und daß Lötreste oder Bohrspäne sowie Grat nicht mehr vorhanden sind. Das sind Störstellen, an denen Wellentypumwandlungen auftreten können, die zu hohen Verlusten führen.

Ausgezeichnet geeignet für Amateurfunkbelange sind die Rechteckhohlleiter R100 nach TGL 200-15-63; in Cu: ELN 1225 1189, in Ms: ELN 1225-1299, mit den Abmessungen $a = 33,86$ mm und $b = 10,16$ mm.

2.1.2. HF-Erregung

Die Erregung der H_{10} -Welle geschieht sehr einfach dadurch, daß man eine Komponente des Feldes anregt, entweder die elektrische auf kapazitivem oder die magnetische auf induktivem Wege. Dieser Vorgang kann auch umgekehrt werden. Man kann also auf dieselbe Art die Energie wieder aus dem Hohlleiter auskoppeln. Da sich die Welle im Hohlleiter nach beiden Seiten ausbreitet, muß auf einer Seite ein Kurzschluß angebracht werden. Dieser muß sich $\lambda_H/2$ von der Anregungsstelle entfernt befinden, damit die reflektierte Welle phasenrichtig zum Anregungspunkt zurückkehrt. Die Anregungsstelle selbst soll möglichst reflexionsfrei sein und dem Hohlleiter Anpassung bieten.

In dieser Anregungsstelle wird nun die GUNN-Diode auf geeignete Weise installiert. Sie überbrückt die Schmalseite des Resonators von einem Stempel aus. Dieser Stempel muß konische

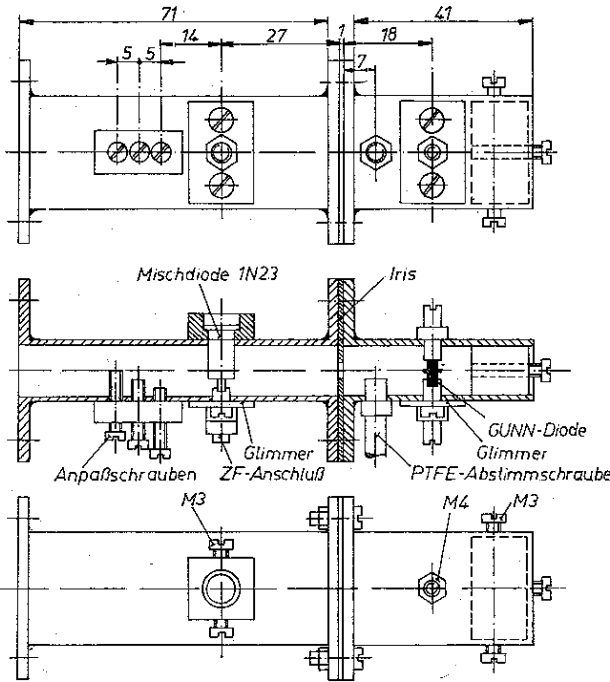


Bild 2 Maßskizze für einen 10-GHz-Sender/Empfänger, bestehend aus GUNN-Oszillator und »Durchblasmischer« nach [13]

Form aufweisen, um eine möglichst gute Anpassung an den Resonator zu bieten. Der Bau dieses Resonators aus Hohlleitermaterial *R100* erfordert sehr viel Sorgfalt, ist er doch der frequenzbestimmende Teil der gesamten Anlage. Der Oszillator darf bei einer ZF-Bandbreite von 100 kHz nur eine Drift von 1×10^{-5} haben, und das bedeutet für den Hohlraumresonator außerordentlich viel.

2.1.3. GUNN-Oszillator

Bild 2 zeigt die Maßskizze für den Bau eines einfachen GUNN-Oszillators mit »Durchblasmischer«. Die folgenden Werte $\lambda_{H/2}$ sollen für das Material *R100* als Anhaltspunkte dienen:

Oszillatorfrequenz GHz	Länge <i>l</i> mm
10,0	19,8
10,2	19,2
10,4	18,6

Dieser GUNN-Oszillator sollte zusätzlich mit einer Varaktordiode ausgestattet sein. Hier wird eine Frequenzregelschleife oder eine AFC angeschlossen. Durch diese Maßnahme kann die Kurzzeitstabilität um 2 Größenordnungen verbessert werden.

Damit ist aber noch immer nicht der entscheidende Nachteil dieses GUNN-Oszillators beseitigt, der darin besteht, daß die Frequenzstabilität nur für FM-Betrieb (Breitbandsystem) ausreicht. Eine wesentliche Verbesserung erzielt man erst mit Schmalbandsystemen.

2.1.4. Schmalbandsysteme

Der Vorteil der Schmalbandsysteme liegt in der drastischen Verringerung der Bandbreite mit den entsprechenden Konsequenzen für Empfänger und Sender. Eine Bandbreitenreduzierung im Empfänger hat dort eine Grenze, wo sich die Einschwingzeiten schmalbandiger Schaltungen und die damit immer höher werdenden Anforderungen an die Frequenzstabilität nicht realisieren lassen. Um SSB-Betrieb bei 10 GHz zu ermöglichen, muß man eine Kurzzeitstabilität der Frequenz von 10^{-8} ansetzen; das entspräche etwa einer effektiven Bandbreite von 1 kHz. Dieser Wert wird von guten Stationsempfängern in den meisten Fällen garantiert. Eine effektive Bandbreite von 1 kHz bringt gegenüber den Breitbandsystemen mit der GUNN-Diode einen Gewinn von etwa 14 dB, d. h., um diesen Betrag verringert sich die Rauschleistung im Empfangskanal.

Die dazu notwendigen Aufwendungen beschränken sich im wesentlichen auf einen guten Quarzoszillator sowie auf eine Vervielfacherkette mit Mischer, die bei 10 GHz 3 bis 5 mW mit ausreichend unterdrückten Rauschseitenbändern liefert. Einen solchen Transverter, der von 144 MHz ausgeht, zeigt Bild 3. Zu dieser Anordnung, die aus *R100*-Hohlleitermaterial besteht, gehört noch ein separater Oszillator, der mit einem 94,667-MHz-Quarz betrieben wird und mit einem Vervielfachungsfaktor von 108 arbeitet. Bild 4 zeigt die Maßskizze für diesen Hohlraumvervielfacher. Mit dieser Anlage ist man in der Lage, im Frequenzbereich von 10 GHz in den Sendarten SSB und Telegrafie zu arbeiten.

3. Antennen

Eine nicht zu unterschätzende Systemverbesserung kann man im 10-GHz-Bereich durch Vergrößern der Antennen erreichen. Dabei ist aber zu bedenken, daß sich mit wachsendem Antennengewinn auch eine schärfere Bündelung der Strahlungskeule in der Horizontalen und in der Vertikalen ergibt. Ist die 3-dB-Breite der Strahlungskeule bei einem »25-dB-Horn« noch etwa $\pm 10^\circ$, so sinken diese Werte bei Spiegeln schnell auf einige Grad ab, und das bei Nebenzipfeldämpfungen von 20 dB. Erfahrungsgemäß findet man die Gegenstationen mit solchen Antennen nur, wenn man auf einem anderen Band schon eine Querverbindung hat und mit Karte und Kompaß eine gute Vorausrichtung vornehmen konnte.

Die Betriebspraxis hat gezeigt, daß es nicht angebracht ist, für tragbare Stationen Antennen mit mehr als 30 dB Antennengewinn einzusetzen. Diese Spiegel mit rund 50 cm Durchmesser sind auch bei ungünstigen Wetterverhältnissen noch beherrschbar, was man von größeren Spiegeln nicht behaupten kann.

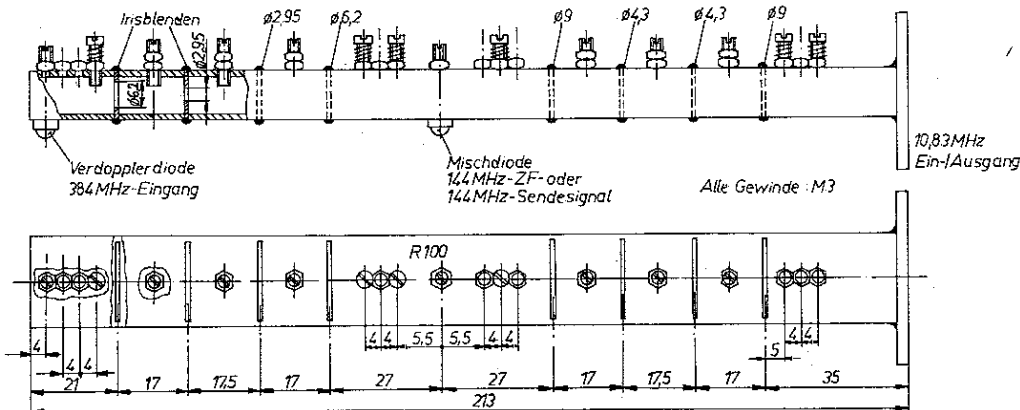


Bild 3 Maßskizze eines Hohlraum-Verneunfachers nach [12] für das 10-GHz-Band

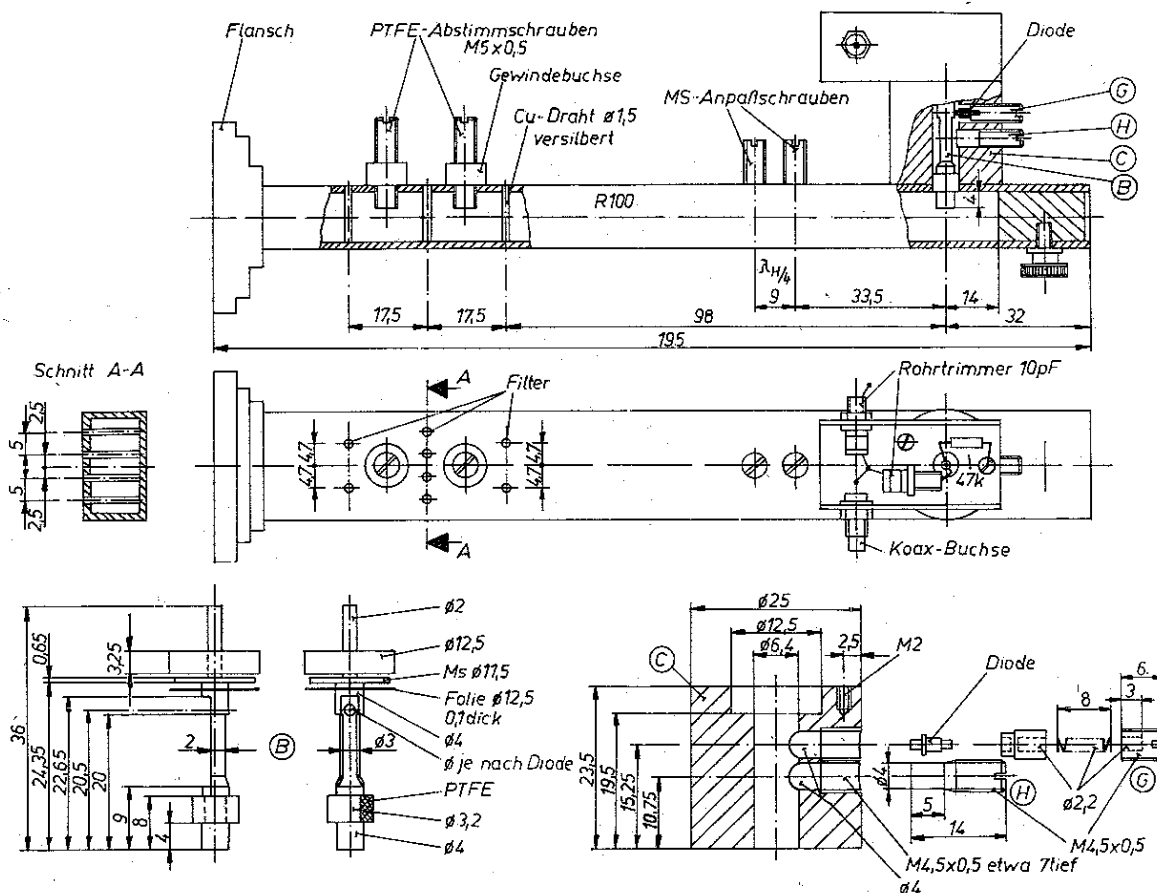


Bild 4 Maßskizze eines Sende/Empfangs-Umsetzers für das 10-GHz-Band nach [14]. Die Details sind in der Literaturstelle genau beschrieben

4. Ausbreitungsarten

Bei 10 GHz spielen alle aus der UKW-Ausbreitung bekannten Möglichkeiten eine Rolle. An dieser Stelle soll nur noch auf Besonderheiten der Ausbreitung von 10-GHz-Funkwellen eingegangen werden.

4.1. Optische Sicht

Der überwiegende Teil der Funkverbindungen auf 10 GHz verlief über optische Pfade. Man wird aber schnell feststellen, daß es gar nicht so einfach ist, in geeigneter Entfernung zugängliche Punkte ausreichender Höhe zu finden, die einen hindernisfreien Pfad ermöglichen. Hat man aber an Hand von Kartenstudien einen solchen gefunden, so ergibt sich dann für 10 GHz eine Streckendämpfung von

$$a = 113 \cdot 20 \log 2 D;$$

$2D$ – Abstand der Antennen in km, a – Dämpfung in dB. Diese Grunddämpfung nimmt bei starkem Nebel (30 m Sicht) um etwa 0,1 dB/km zu. Bei dichtem Regen (12 mm/h) muß man mit etwa 0,3 dB/km Zusatzdämpfung rechnen.

Auf die quasioptische Sicht soll nicht weiter eingegangen werden. Nur soviel sei noch gesagt: Die maximale streifende Quasisichtweite von einer Höhe h (Meter über NN) in Richtung See ist

$$D = 4,12 h$$

Diese Quasisichtweite ist um etwa 16% größer als die optische Sichtweite.

4.2. Reflexion

Die Tatsache, daß elektromagnetische Wellen an Gebirgen, Gebäuden usw. reflektiert werden, ist nicht neu. Mit steigender Frequenz werden immer mehr Strukturen, wie Wände, Türme usw., zu passiven »Umlenkantennen«, deren Einsatz für viele SHF-Funkamateure zur Betriebstechnik gehört.

Maßgebend für die Reflexion von Hindernissen sind ihre Größe im Verhältnis zur Wellenlänge, ihre Form, die Oberflächenrauheit im Verhältnis zur Wellenlänge sowie die Oberflächenleitfähigkeit.

Wenn man die Größe einer angepeilten Fläche in etwa abschätzen kann und die Entfernung kennt, dann läßt sich für eine metallene ebene Fläche die sogenannte Zusatzdämpfung a_z berechnen:

$$a_z = 8,71 \ln \frac{d}{A} - 30,7;$$

d – Reflektorentfernung in m, A – effektive Fläche in m^2 , a_z in dB.

Diese Zusatzdämpfung ist zur Streckendämpfung, die sich für den Fall der optischen Sicht ergeben würde, zu addieren.

Beispiel

In 10 km Entfernung von Y2300 ist der Berliner Fernsehturm sichtbar, mit metallischer, aber kugelliger Oberfläche. Von der sichtbaren Fläche von etwa 200 m^2 werden deshalb nur 5% als effektiv in die Formel eingesetzt:

$$a_z = 8,71 \ln \frac{10000}{10} - 30,7$$

$$a_z = 8,7 \cdot 6,91 - 30,7 = 29,4 \text{ dB}$$

Diese relativ geringe Zusatzdämpfung ist gerätetechnisch zu verkraften. Ohne diesen Reflektor würden überhaupt keine Funkverbindungen zustande kommen.

Literatur

- [1] *Megla, G.*: Dezimeterwellentechnik, Abschnitt 9.1., Theorie der Hohlleiter, Seite 270, VEB Verlag Technik, Berlin 1961, 5. Auflage
- [2] *Heubusch, B./Hock, A./Knauf, H.*: Ein Sende-Empfänger für das 10-GHz-Band, Teil 1, UKW-Berichte 16 (1976), Heft 3, Seite 184
- [3] *Hirschelmann, K-H*: 10-GHz-Amateurfunkbetrieb mit dem Gunnplexer MA-87127, CQ-DL 48 (1977), Heft 10, Seite 383
- [4] *Köpllin, Th.*: Hilfsdaten zum Aufbau von 10-GHz-Hornantennen, UKW-Berichte 17 (1977), Heft 2, Seite 107
- [5] *Evans, D.*: Microwaves, a simplified 10-GHz-Gunn Oscillator, RADIO COMMUNICATION 52 (1976), Heft 2, Seite 123
- [6] *Vondra, R.*: X-Band Transceiver von OE 1 RVM, DUBUS 1975, Heft 4, Seite 174
- [7] *Heubusch, B./Hock, A./Knauf, H.*: Ein Sende-Empfänger für das 10-GHz-Band, Teil 2, UKW-Berichte 16 (1976), Heft 4, Seite 245
- [8] *Garnier, Y./Ducroux, M.*: Emetteur-recepteur telephonie et video, RADIO (RFF), 50 (1978), Heft 2, Seite 129
- [9] *Vondra, R.*: 10 GHz Gunn Oscillator with additional in mixer - diode and tuning - varactor, DUBUS 1978, Heft 2, Seite 73
- [10] *Vollhardt, D.*: Das 10-GHz-Amateurband - Betrachtung zur Technik, UKW-Berichte 18 (1978), Heft 2, Seite 87
- [11] *Mallwitz, U.*: Eichspektrum-Generator für die Mikrowellenbänder bis 10 GHz, UKW-Berichte 18 (1978), Heft 3, Seite 164
- [12] *Griek, R./Münich, M.*: Frequenz-Verneunfacher für das 3-cm-Band, UKW-Berichte 18 (1978), Heft 4, Seite 227
- [13] *Reithofer, J.*: Sende-Empfänger für das 10-GHz-Band, UKW-Berichte 19 (1979), Heft 2, Seite 88
- [14] *Evans, D.*: Microwaves - Designs for 10 GHz bandpass filters, RADIO COMMUNICATION 53 (1977), Heft 12, Seite 791



1. Einleitung

Die in der 2. Lieferung der Schaltungssammlung, Kapitel 10, dargestellten Schaltungsprinzipien für Geräte der Modellfernsteuerung wurden zielstrebig weiterentwickelt. Das Schwergewicht der Anlagenentwicklung lag dabei vor allem auf den Parametern

- Variabilität der Anlage durch Modultechnik;
- geringere Bandbreite bzw. bessere Ausnutzung vorhandener HF-Kanäle;
- Beeinflussung der Steuerkennlinie;
- Erhöhung der Stellgenauigkeit;
- Miniaturisierung von Empfängern und Servo;
- Ausnutzung weiterer Frequenzbereiche (433 MHz).

Das Grundprinzip der HF-Übertragung von impulsförmigen Fernsteuersignalen blieb dabei erhalten. Zur Realisierung der genannten Parameter wurden unterschiedliche Schaltungslösungen entwickelt, denen allen die verstärkte Anwendung analoger und digitaler integrierter Schaltkreise gemeinsam ist. Daher werden z. T. Standard-IS für Mischer, Oszillator, ZF-Verstärker und Demodulator, zur Impulsverstärkung, als Schieberegister u. a. wie auch spezielle, für die Modellfernsteuerung entwickelte IS verwendet. Das ausgereifte und als Standardvariante von fast allen Anlagenherstellern angewendete Kodierungsverfahren für die Fernsteuersignale ermöglichte die Entwicklung solcher Spezial-IS. Durch ihre Anwendung wird der externe Schaltungsaufwand bei gleichzeitiger Verbesserung mehrerer Anlagenparameter erheblich verringert.

2. Modultechnik

In gewissem Sinne waren die Fernsteueranlagen bisher bereits ein Beispiel für die Anwendung der Modultechnik. Der Empfänger mit den über Stecker anschließbaren Aufschalteneinrichtungen wie Servos, Fahrtregler, Schalter, Segelwinde u. a., ist bereits ein System von leicht und schnell wechselbaren Modulen. Damit konnte die Fernsteueranlage den jeweiligen Einsatzbedingungen optimal angepaßt werden. Durch die Weiterentwicklung der Anlagen wurde die Modultechnik verstärkt angewendet. Der erste Schritt dabei waren HF-Module für Sender und Empfänger. Die zunehmende Nutzung des 27,12-MHz-Bandes durch Sprechfunkgeräte in den westeuropäischen Ländern führte z. T. zur Zulassung neuer Frequenzbänder, z. B. solche nur für Flugmodelle. Damit eine Fernsteueranlage auch in den traditionellen Frequenzbändern 27,12 MHz und 40,68 MHz angewendet werden kann, wurden für Sender und Empfänger HF-Module entwickelt. Die HF-Module sind steckbar und stellen eine preisgünstige Lösung für den Frequenzbandwechsel dar. Der HF-Modul für den Sender enthält das komplette HF-Teil, der des Empfängers HF-Vorstufe mit Oszillator und Mischer. Die jeweiligen HF-Kanäle werden an den Modulen ebenfalls mit Steckquarzen gewählt. Da der HF-Modul besonders beim Empfänger Abmessungen und Masse vergrößert, werden Miniaturempfänger nicht in Modultechnik gebaut. Der nächste Schritt der Modultechnik war die Anwendung von Ausbaustufen für zusätzliche Steuerfunktionen (Steuerkanäle) am Sender, die ebenfalls über Steckverbindungen angeschlossen werden. Die Beeinflussung der Steuerkennlinie (Exponentialsteuerung, Wegverringern), das Umwandeln von Proportional- in Schaltfunktionen und elektronische Mischer werden ebenfalls durch nachrüstbare und über Stecker anzuschließende Module für den Sender verwirklicht.

2.1. Verbesserung der Störuneempfindlichkeit

Die zunehmende Belegung des 27,12-MHz-Bands mit Modellfernsteueranlagen und Sprechfunkgeräten erfordert es, einerseits die Störuneempfindlichkeit der Modellfernsteueranlagen zu verbessern und andererseits eine bessere Bandausnutzung durch Schmalbandbetrieb zu ermöglichen. Die verbesserte Störuneemp-

findlichkeit wurde durch Frequenzmodulation (FM) erreicht. Vereinfacht kann man sich das so vorstellen, daß bei FM die HF vom Sender ununterbrochen mit konstanter Amplitude abgestrahlt wird. Die Information steckt in einer geringen Frequenzschwankung der HF. Auf diese Weise läßt sich den Impulsen des Impulstelegramms die höhere und den Pausen die tiefere Frequenz zuordnen. Auf der Empfängerseite kann die HF in der Amplitude begrenzt werden. Da Fremdstörungen meist Amplitudenstörungen sind und da keine Austastlücken mehr in der HF auftreten, in denen diese Amplitudenstörungen wirksam werden können, wächst durch FM-Übertragung und Begrenzung im Empfänger die Störuneempfindlichkeit wesentlich. Die Störuneempfindlichkeit wächst außerdem mit dem Frequenzhub, also der Frequenzänderung, der HF. Damit werden auch FM-Anteile der Störer unwirksam. Allerdings läßt sich der Frequenzhub nicht beliebig vergrößern, da er mit dem zu übertragenden NF-Band und mit der HF-Bandbreite verknüpft ist. Die HF-Bandbreite begrenzt den Frequenzhub.

Versuche haben ergeben, daß z. B. ein AM-Sender auf dem gleichen HF-Kanal am FM-Empfängerausgang (bei eingeschaltetem FM-Sender) nur eine solche geringe Servounruhe verursacht, daß das Modell voll steuerbar bleibt. Beide Sender hatten gleichen Abstand zum Empfänger und annähernd gleiche HF-Leistung. Durch die FM-Übertragung konnte die Störuneempfindlichkeit erheblich verbessert werden, so daß sie heute fast alle Fernsteueranlagenhersteller in ihren Geräten anwenden.

2.2. Geringe HF-Bandbreite

An diesem Anlagenparameter ist gewissermaßen die historische Entwicklung der Modellfernsteueranlagen abzulesen. Ausgangs der 50er Jahre wurden die Röhrengeräte von den kleineren und leichteren Transistorgeräten abgelöst. Dabei blieb das elektronische Konzept im Prinzip erhalten, nämlich z. T. frei schwingende Sender und Pendelaudio als Empfänger. Dieses Konzept erforderte eine solche Bandbreite, daß in einem HF-Band immer nur eine Anlage betrieben werden konnte. Mit der Entwicklung von quarzstabilisierten Sendern und Supern als Empfänger wurde die HF-Bandbreite B auf 20 bis 30 kHz verringert, so daß im 27,12-MHz-Band mehrere Fernsteueranlagen gleichzeitig und nebeneinander betrieben werden konnten. Damit wurde es möglich, bei Modellsportwettbewerben echte Rennen bzw. Regatten (Automodellrennen, FSR-Dauerrennen, Pylon-Racing, Segeljachtregatten) auszutragen. Mit der Einführung der Schmalband-FM-Technik ab 1975 durch die Firma *Multiplex* und in der Folge auch von anderen Anlagenherstellern wurde der Betrieb im 10-kHz-Raster möglich. Das bedeutet, im 27,12-MHz-Band können bis zu 32 Fernsteueranlagen gleichzeitig und nebeneinander betrieben werden, ohne sich gegenseitig zu stören (s. Tabelle).

Die Senderbandbreite beträgt maximal $B_S = 8$ kHz, und für die Empfängerbandbreite gilt $B_E = 7,5$ kHz bei mindestens 65 dB Nachbarkanalabsenkung. Ohne auf die recht komplizierten mathematischen Zusammenhänge einzugehen, kann folgendes festgestellt werden: Der Modulationsindex für Frequenzmodulation m_F berechnet sich zu

$$m_F = \frac{\Delta H}{f_{\max}}$$

ΔH – Frequenzhub, f_{\max} – maximale NF.

Der Modulationsindex liefert eine Aussage über die Größe des Nutzsignals; er soll daher möglichst hohe Werte annehmen, um sich gegenüber Störsignalen abzuheben. Andererseits gilt aber

$$B \approx 2(\Delta H + f_{\max});$$

B – HF-Bandbreite.

Das heißt bei vorgegebener HF-Bandbreite, z. B. im 27,12-MHz-

Tabelle Frequenztafel für das 27,12-MHz-Band

○ AM-Frequenzkanäle
+ In der DDR durch Funksprechgeräte mitbenutzt

Kanal	Sendefrequenz in kHz	Sender- steckquarz in kHz	Empfänger- steckquarz in kHz (ZF = 465 kHz)
1	26965	13482,5	26500
2 ○	26975	13487,5	26510
3	26985	13492,5	26520
4 ○	26995	13497,5	26530
5	27005	13502,5	26540
6 +	27015	13507,5	26550
7 ○	27025	13512,5	26560
8 +	27035	13517,5	26570
9 ○	27045	13522,5	26580
10 +	27055	13527,5	26590
11	27065	13532,5	26600
12 ○ +	27075	13537,5	26610
13	27085	13542,5	26620
14 ○ +	27095	13547,5	26630
15	27105	13552,5	26640
16 +	27115	13557,5	26650
17 ○	27125	13562,5	26660
18 +	27135	13567,5	26670
19 ○	27145	13572,5	26680
20 +	27155	13577,5	26690
21	27165	13582,5	26700
22 ○ +	27175	13587,5	26710
23	27185	13592,5	26720
24 ○ +	27195	13597,5	26730
25	27205	13602,5	26740
26 +	27215	13607,5	26750
27 ○	27225	13612,5	26760
28 +	27235	13617,5	26770
29	27245	13622,5	26780
30 ○	27255	13627,5	26790
31	27265	13632,5	26800
32	27275	13637,5	26810

Band, B (maximal 8 kHz) muß zur Erzielung eines großen Frequenzhubs f_{max} möglichst klein werden. Die maximale NF ist aber von den Daten des Impulstelegramms abhängig (Bild 1). Die höchsten Frequenzanteile bewirkt der schmale Austastimpuls mit $t_0 = 0,2$ ms, d. h. $f_{max} \approx 2,5$ kHz. Dieser bei AM angewendete Austastimpuls ist also ungeeignet. Durch Verbreiterung auf $t_0 = 0,4$ ms erhält man $f_{max} \approx 1,2$ kHz. Der damit zu erzielende Frequenzhub ist ein brauchbarer Kompromiß. Länger als $t_0 = 0,5$ ms kann der Austastimpuls aber auch wieder nicht werden, da dann die Lücke zwischen den Austastimpulsen bei kürzestem Kanalimpuls von $t_k = 1$ ms kleiner als 0,5 ms wird und wieder f_{max} erhöht. Den Ausweg suchten die Anlagenentwickler in einer gleitenden Austastimpulsbreite. Mit dieser Zielstellung entwickelte H. Eßl das Webra-FMSI-System. FMSI ist die Abkürzung für *Frequenz-Modulation mit symmetrischen Impulsen*. Dabei ist der Austastimpuls genauso lang wie die folgende Lücke. Bei Mittelstellung aller Steuerknüppel ergibt sich damit ein $f_{max} \approx 1$ kHz. Damit kann der Hub maximal $H \approx 3$ kHz betragen.

2.3. Beeinflussung der Steuerkennlinie

Stellte die Entwicklung der proportionalen Steuerung bereits einen großen Fortschritt in der Modellfernsteuerung dar, denn sie ermöglichte das vorbildgetreue Fahren und Fliegen der Modelle, so suchten die Elektronikgenieure nach noch besserer Anpassung der Steuerkennlinie an die jeweilige Aufgabe. Im einfachsten Fall ist das die Umwandlung der Proportionalfunktionen in eine Schaltfunktion. Für bestimmte Anwendungen, z. B. Elektromotor ein- und ausschalten od. ä., ist der einfache elektronische Schalter günstig. Auf Schiffsmodellen sind aber oft mehrere Schaltfunktionen gleichzeitig und unabhängig voneinander zu betätigen, so daß dafür nicht die ausreichende Anzahl Proportionalfunktionen zur Verfügung steht. Durch die Anwendung digitaler Zählschaltungen können 4 bis 6 simultane Schaltfunktionen statt einer Proportionalfunktion ausgeführt werden. Die dafür erforderlichen Module für Sender und Empfänger werden als *Nautic-Module* oder *Multinaut-Module* (je nach Anlagenfabrikat) bezeichnet. Bestimmte Anwendungen, vor allem in schnellen Modellen, erforderten eine Vergrößerung des Ruderausschlags für bestimmte Betriebsfälle, wäh-

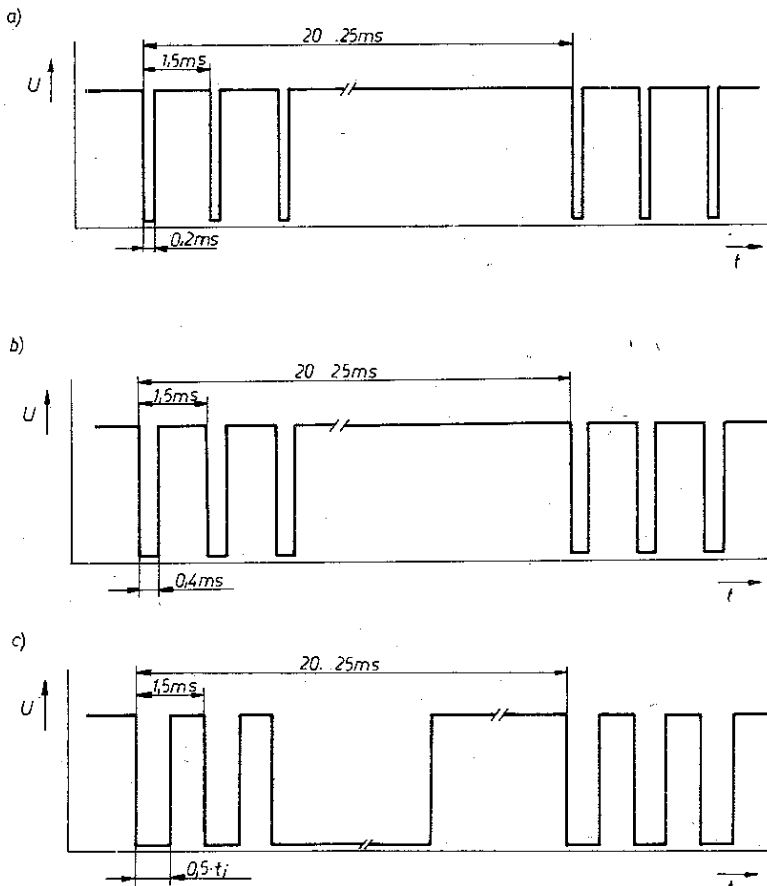


Bild 1 Impulstelegramme (für 2-Kanal-Sender): a – für AM; b – für Schmalband-FM; c – symmetrisches Impulstelegramm für Schmalband-FM



rend für andere Betriebsfälle wiederum der normale bzw. volle Ruderausschlag gebraucht wird. Für diesen Zweck wurden Sendermodule zur Wegumschaltung, auch als *Dual-Rate* bezeichnet, entwickelt. Die Exponentialsteuerung vereinigt dann beide Varianten der Steuerwegcharakteristik ohne Umschaltung, d. h. bei kleinen Knüppelausschlägen verringerter Ruderweg; voller Knüppelausschlag entsprechend voller Ruderweg. Andere Anwendungen im Modell erforderten die Überlagerung bzw. Mischung von Stellbewegungen, z. B. die Mischung von Höhen- und Seitenruder an Deltaflugmodellen oder Flugmodellen mit V-Leitwerk, die Mischung von Quer- und Seitenruder; die Mischung von kollektiver Blattverstellung, Gas und (oder) Heckrotor am Hubschraubermodell u. a. Mit dem elektronischen Mischer am Sender kann das Mischverhältnis stufenlos eingestellt werden; er läßt sich zu- und abschalten. Die Kombination von mehreren Mixern ist möglich. Andere Anwendungen wiederum erfordern ungleiche Ruderausschläge nach beiden Seiten, z. B. Querruder. Die Steuerungscharakteristik läßt sich mit dem Differentialmodul am Sender realisieren. Diese Auswahl macht deutlich, daß mit der Elektronik durchaus auch spezielle Anforderungen erfüllt werden können.

2.4. Erhöhung der Stellgenauigkeit

Die Stellgenauigkeit teilt sich in drei Komponenten:

- Auflösung, d. h. kleinstmöglicher Stellweg, z. B. am Servo;
- Wiederkehrgenauigkeit, z. B. nach einem Ruderausschlag;
- Linearität des Ruderausschlags

Alle drei Komponenten wurden in den letzten Jahren erheblich verbessert, so daß gute Servos Auflösungen und Wiederkehrgenauigkeiten von <1% bis zu 0,5% erreichen. Diese Entwicklung wurde durch die Anwendung von vollintegrierten Servoschaltungen, Präzisionspotentiometern, Metallgetrieben und Präzisionsmotoren erreicht. Neben der Verbesserung der Stellgenauigkeit wurden bei den Servos auch Stellkraft und Stellgeschwindigkeit gesteigert.

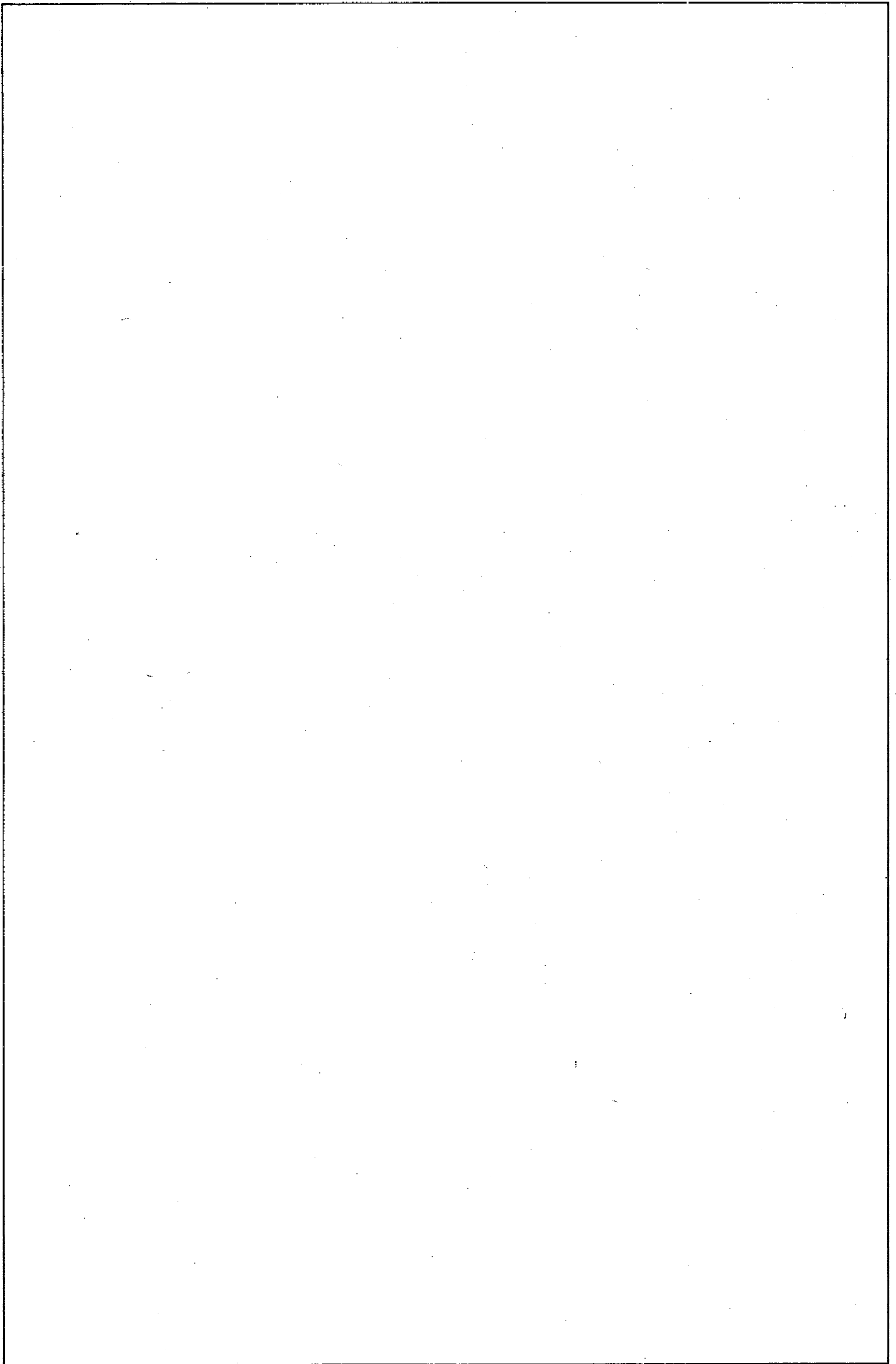
2.5. Miniaturisierung von Empfängern und Servos

Solange Modellfernsteueranlagen gebaut werden, sind geringe Masse und kleines Volumen eines der wesentlichen Ziele der Anlagenentwickler. Der Kompromiß wurde dabei immer zwischen Zuverlässigkeit, Reichweite, Betriebszeit und Zahl der ferngesteuerten Funktionen (Kanäle) einerseits und kleiner Masse sowie geringen Einbauabmessungen andererseits gesucht. Die Entwicklung von Bauelementen mit niedrigem Eigenleistungsbedarf (CMOS-Schaltkreise) ermöglicht es einerseits, die Kapazität der Batterie und damit ihrer Masse zu vermindern. Andererseits beeinflußt die Anzahl der angeschalteten Servos die Batteriekapazität. Für schnelle und starke Servos sind hochbelastbare Batterien erforderlich, damit die unvermeidlichen Spannungseinbrüche nicht so stark werden, daß sie die Funktion der Anlage beeinträchtigen. Solche hochbelastbaren Batterien mit entsprechender Lebensdauer und Zuverlässigkeit stehen dem Modellbauer in Form von Nickel-Cadmium-Sinterzellen zur Verfügung. Die Kapazität der Batterie ist auf die Betriebszeit und auf die Zahl der angeschlossenen Servos abzustimmen. Neben dem Trend zur Verwendung kleinerer und leichter Batterien ist aber auch das Bestreben festzustellen, immer kleinere und leichtere Empfänger sowie Servos zu entwickeln. Der Stand 1981 ist:

- bei Empfängern 3-Kanal-Empfänger 25 bis 30 g,
7-Kanal-Empfänger 35 bis 40 g;
bei Servos Kleinstservo 16 bis 20 g
mit 10 N · cm Stellkraft,
Standardservo 35 bis 50 g
mit 18 bis 45 N · cm Stellkraft

2.6. UHF-Fernsteueranlagen

Die zunehmend stärkere Belegung des 27,12-MHz-Bands durch andere Funkdienste (Sprechfunk und Modellfernsteueranlagen) zwang die Anlagenentwickler, nach Auswegen zu suchen. Eine Möglichkeit besteht in der Anwendung der bereits genannten Schmalbandtechnik. Die andere Möglichkeit ist die Erschließung weiterer Frequenzbereiche. In einigen Ländern sind neben 27,12 MHz und 40,68 MHz noch Frequenzen im 35-MHz- und im 72-MHz-Band zur Modellfernsteuerung freigegeben. Allerdings sind die damit zur Verfügung stehenden Fernsteuerkanäle nicht sehr zahlreich und meist auch an bestimmte Auflagen gebunden. Einen Ausweg bietet das 433-MHz-Band mit der Bandbreite ± 868 kHz, in dem 65 Fernsteuerkanäle mit $B_K = 50$ kHz Kanalbandbreite oder 130 Fernsteuerkanäle mit $B_K = 25$ kHz untergebracht werden können. Allerdings erfordert das 433-MHz-Band sender- und empfängerseitig völlig andere konstruktive Lösungen, bei denen sich die Modultechnik für HF-Module nicht anwenden läßt. Der Schmalbandbetrieb mit $B_K = 25$ kHz erfordert zudem auch neue HF-Selektionsmittel, die diesen Anforderungen gerecht werden. All das führte dazu, daß bei der Entwicklung der 433-MHz-Anlagen noch mit unterschiedlichen Varianten experimentiert wird. Diese Anlagen sind noch teurer als z. B. die für 27,12 MHz, und die 433-MHz-Empfänger sind auch schwerer. Eindeutig ist das Bestreben der Anlagenentwickler, auch bei 433 MHz mit Wechselquarzen und unterschiedlichen Varianten von Schaltmodulen zu arbeiten.





1. Fernsteueranlage start dp

Die DDR-Fernsteueranlage *start dp* kennen die Leser bereits aus der 2. Lieferung der Schaltungssammlung. In der Zwischenzeit wurde der Empfänger weiter- und ein Fahrtregler mit Umpolung neuentwickelt.

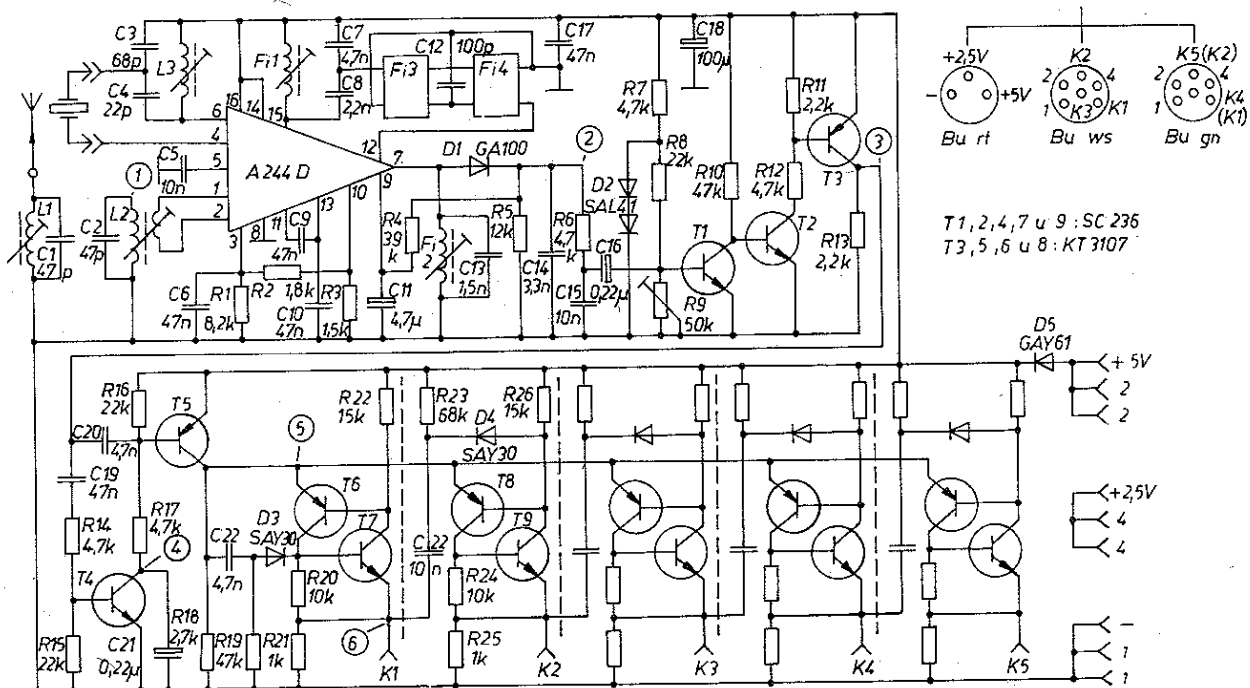
1.1. Fernsteuerempfänger *start dp* (Variante 4/4)

Auffallendes Merkmal des neuen *start dp*-Empfängers (Bild 1) ist der Empfängerschaltkreis *A 244 D* aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik, der HF-Vorstufe, Oszillator, Mischstufe und ZF-Verstärker vereint. Neben verbessertem Großsignal- und Regelverhalten wird auch die Selektivität durch Verwendung von 2 keramischen Filtern (*F3* und *F4*) gesteigert. Für die Spiegelfrequenzfestigkeit sind wie beim bekannten Transistorempfänger die beiden *LC*-Kreise *L1, C1* und *L2, C2* verantwortlich. An den Anschlüssen 4 und 6 des IS ist der interne Oszillator angeschlossen, der extern mit dem Steckquarz und dem Schwingkreis *L3, C3, C4* beschaltet wird. Das *LC*-Filter *F1* paßt den ZF-Eingang des IS an die keramischen Filter *F3, F4* an. Das Filter *F2* ist ein einfacher, auf die ZF abgestimmter Resonanzkreis. Die ZF wird an der Diode *D1* demoduliert, ebenso die Regelspannung für die ZF-Regelung an Anschluß 9. An 3 könnte zusätzlich die HF geregelt werden. Anschluß 10 stellt einen Indikatorausgang dar, der lediglich für den Abgleich von Interesse ist. Die Impulsverstärkung übernehmen die Transistoren *T1* bis *T3*. Zur Impulsauswertung wird wiederum die bewährte Schieberegisterschaltung mit npn- und pnp-Transistoren (Vierschichtdioden-Ersatzschaltung) angewendet. Transistor *T5* taktet das Schieberegister, und *T4* stellt es nach dem Durchlauf des Impulstelegramms zurück, d. h. synchronisiert Empfänger- und Senderimpulsteil. Solange keine IS in Low-power-Technik (Kleinleistungs-IS) oder in CMOS-Technik zur Verfügung stehen, bietet das Schieberegister mit Transistoren in bezug auf geringen Strombedarf und Betriebssicherheit auch bei sinkender Spannung Vorteile.

1.2. Fahrtregler mit Umpolung für *start dp*

Der Fahrtregler ist im Interesse eines geringen Eigenleistungsbedarfs ebenfalls in konventioneller Transistortechnik aufgebaut (Bild 2). Der Referenzgenerator mit *T1* und *T2* wurde von der Servoschaltung für die *start dp* übernommen. Der Kanalimpuls triggert den Referenzgenerator, der den negativen Referenzimpuls (*M1*) erzeugt. Am Vergleichspunkt *M2* entsteht, je nachdem, ob der positive Kanalimpuls länger oder kürzer als der negative Referenzimpuls ist, ein positiver oder ein negativer Restimpuls. Ein positiver Restimpuls an *M2* gelangt über *C5* und *D3* auf *M4* und macht *T5* leitend. Dadurch wird *C7* teilweise entladen (*M5*). Das Maß der Entladung von *C7* läßt sich mit *R16* einstellen. Der Restimpuls kann maximal 0,5 ms lang sein und wird etwa alle 20 ms wiederholt. Um die Drehzahl des angeschlossenen Elektromotors zu steuern, muß der Restimpuls gedehnt werden, d. h. $t_R = 0 \approx n = 0$; $t_R = 0,5 \text{ ms} \approx n = \text{volle Drehzahl}$ mit $U = \text{volle Spannung}$. Folglich muß der Restimpuls von $t_R = 0,5 \text{ ms}$ auf 20 ms gedehnt werden, damit der Motor bei voller Impulslänge die volle Spannung erhält (Bild 3). Für Impulszeiten $t_R < 0,5 \text{ ms}$ stellt sich die Klemmenspannung am Motor im Mittel auf niedrigere Werte als U_B (Batteriespannung) ein, so daß damit auch die Drehzahl geringer ist. Anders ausgedrückt: Über das Tastverhältnis der Motorspannung ist die Drehzahl des Motors von 0 bis zum Maximum stufenlos und proportional zur Impulslänge einstellbar. Ein negativer Restimpuls an *M2* macht *T3* leitend, so daß der Restimpuls negiert und wiederum über *T5* an *C7* gedehnt wird. Für den negativen Restimpuls spielt sich dann der analoge Vorgang wie für den positiven Restimpuls ab. Da der negative Restimpuls aber auch *T4* über *T3* leitend macht, zieht das Relais *A* an, und über den Kontaktsatz wird der Motor umgepolt. Damit ist mit negativem Restimpuls die Motordrehzahl in der entgegengesetzten Richtung stellbar. Die Transistoren *T6, T7* und *T8* formen und verstärken den gedehnten Restimpuls so, daß damit *T10* den Motor an die Betriebsspannung an- und abschaltet. Die Diode *D6* arbeitet als Freilauf- bzw. Schutzdiode für *T10*.

Bild 1 Fernsteuerempfänger *start dp*, Variante 4/4



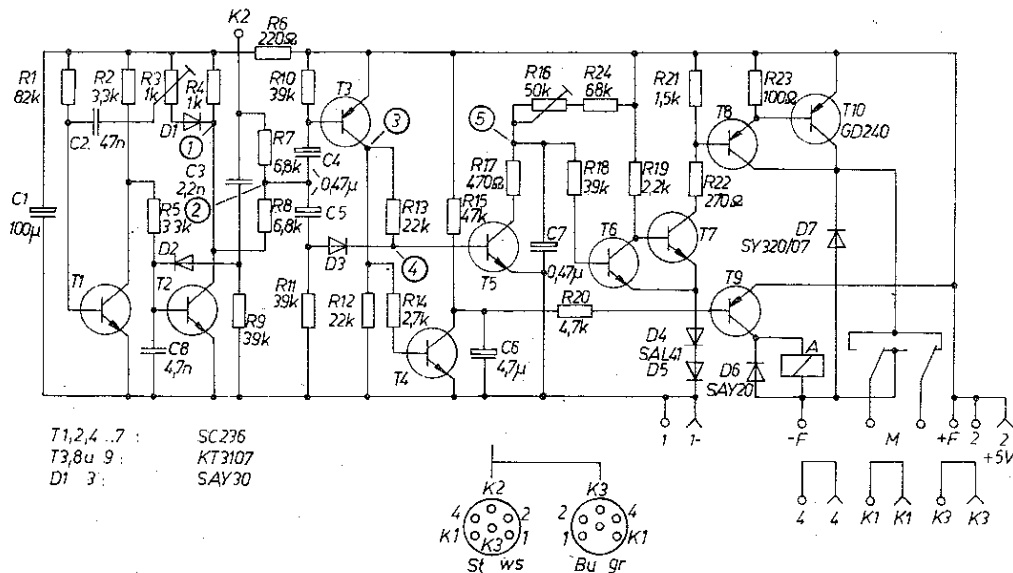


Bild 2
Fahrtregler mit
Umpolung für
start dp

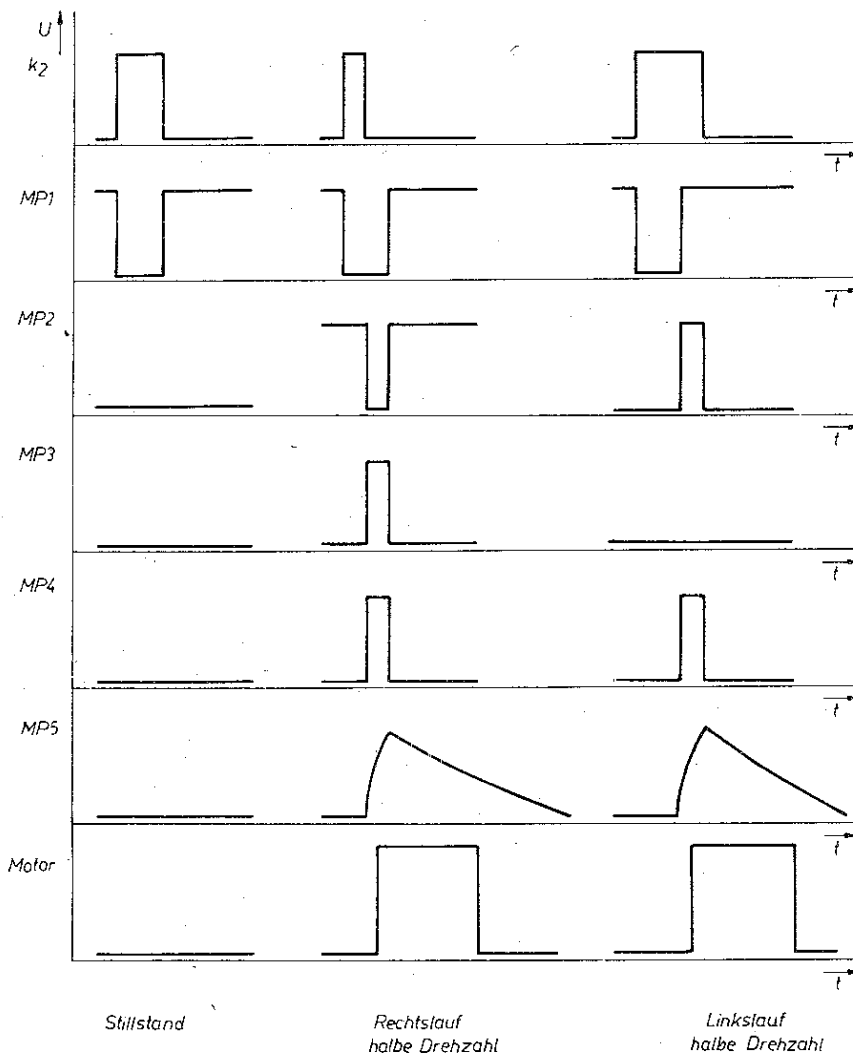


Bild 3 Impulsdiagramm des
Fahrtreglers
start dp

2. Fernsteueranlage Signal FM 7

Die Fernsteueranlage *Signal FM 7* wird vom VEB *Piko Sonneberg* hergestellt. Es ist eine frequenzmodulierte Schmalbandanlage für 27,12 MHz und den Betrieb im 10-kHz-Raster. Sender und Empfänger sind voll auf 7 Kanäle ausgebaut und in der Version 1981 nicht für Modulbetrieb vorgesehen. Die HF-Kanäle werden mit Steckquarzen eingestellt. Der Hub beträgt $H = (2,5 \pm 0,2)$ kHz. Das Impulstelegramm (Bild 4) hat die Daten:

Synchronisierimpuls (Pause)

Kanalimpuls

Austastimpuls

$$t_p = (15 \pm 2) \text{ ms}$$

$$t_i = (1,6 \pm 0,4) \text{ ms}$$

$$t_o = (0,4 \pm 0,05) \text{ ms}$$

Die Kanalimpulse werden damit alle 25 ms wiederholt und können mit den Steuerpotentiometern am Sender um $\pm 0,5$ ms variiert werden.

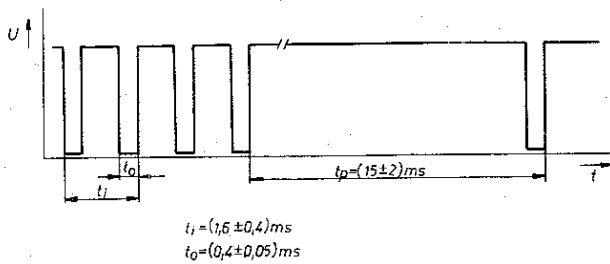


Bild 4 Impulstelegramm der Anlage *Signal FM 7*

2.1. Sender *Signal FM 7*

Die gesamte Senderelektronik (Bild 5) ist auf einer Leiterplatte aufgebaut. Das Impulsteil (Koder) stellt eine gemischte Schaltung aus Transistoren und einem IS dar. T1 und T2, als astabiler Multivibrator geschaltet, bilden den Taktgenerator. Mit den Transistoren T3, T4 und T5 wird das Signal für den Dateneingang der IS 1, einem Doppel-4-bit-Schieberegister in CMOS-Technik, gewonnen. Die Transistoren T6 bis T12 liegen als Schalter an den Ausgängen des Schieberegisters und schalten die Steuerpotentiometer R102 bis R108 nacheinander an die Konstantstromquelle mit T13. Die Konstantstromquelle liegt an der Basis von T2 und beeinflusst die Ladevorgänge von C4 und damit die Kippzeit des Taktgenerators, der die entsprechenden Kanalimpulse erzeugt. Die Breite der Austastimpulse t_0 ist durch die Zeitkonstante $t_0 \approx 0,7 R2 C2 = 0,42 \text{ ms}$ vorgegeben. Der erste Impuls am Kollektor von T2 entlädt C5 über T3, so daß am Kollektor von T4 der Resetimpuls für das Schieberegister IS 1 entsteht. In den Impulspausen ($t_1 - t_0$) lädt sich C5 über R7 und R8 nicht weit genug auf, so daß eine volle Impulsgruppe durch das Schieberegister laufen kann. Erst während des Synchronisierimpulses von $t_p = 15 \text{ ms}$ kann sich C5 so weit aufladen, daß ein neuer Resetimpuls entsteht. Nach dem Durchlauf einer Impulsgruppe sperrt T13, so daß der Synchronisierimpuls mit der Zeitkonstanten von R3 und C4, $t_p \approx 0,7 R3 C4 \approx 15 \text{ ms}$, entsteht. Diese Auslegung des Kodiers hat folgende Vorteile:

1. An das Schieberegister können wahlweise 1 bis 7 (eigentlich 8, da Ausgang 8 nicht belegt ist) Steuerpotentiometer angeschlossen werden, ohne daß Fehlfunktionen entstehen.
2. Die Steuerpotentiometer sind in der Zuordnung bzw. Reihenfolge beliebig wählbar. Konstruktiv ist das so gelöst, daß die Steuerpotentiometer an einer Buchsenleiste über Stecker angeschlossen sind.
3. Im Prinzip kann durch »Umdrehen« der Steuerpotentiometer die Stellrichtung umgekehrt werden. Das ist jedoch im Sender nicht vorgesehen.

Das Impulstelegramm wird an MO1 abgegriffen und moduliert über T14 den Oszillator des HF-Teils. Der quarzstabilisierte Oszillator mit T15 arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung. Abweichend vom internationalen Standard ist dieser Oszillator für Grundwellenquarze ausgelegt. Seine Frequenz wird über die Kapazitätsdioden D6 und D7 gezogen und damit im Takt der Impulse moduliert. Um die geforderte Schmalbandigkeit zu erreichen, wurde dem Oszillator mit R27, C17, R28, C18, R29, R32, C22 ein RC-Tiefpaß vorgeschaltet. Die Stufe mit T17 wirkt als Frequenzverdoppler, so daß mit dem Filter L3, C32, C33 die erste Oberwelle (27,12 MHz) ausgefiltert und von T18 verstärkt wird. T18 arbeitet als Treiber für die HF-Endstufe mit den parallelgeschalteten Transistoren T19, T20. Durch Umschalten des Kollektorwiderstands von T18 (Parallelschalten von R101 zu R47) läßt sich die in der Endstufe erzeugte HF-Leistung in 2 Stufen (50 und 100%) umschalten. Für den normalen Fernsteuerbetrieb mit einer Bodenreichweite bis 1000 m genügt die Sendeleistung von 50%.

Die Umschaltung auf 100% ist sicherlich nur in Sonderfällen, z. B. bei Störungen durch andere Anlagen, ungünstige Empfangsbedingungen (Reflexionen, Polarisation der Antenne) od. a., erforderlich. Man bedenke, daß die Betriebsstufe 100% die Betriebszeit auf weniger als die Hälfte verkürzt. Die ausreichende Oberwellenunterdrückung sichert das Doppel- π -Filter mit C40, L8, C41, C43, L9, C44 in der Endstufe. Die Sendeantenne wird mit L10 auf Resonanz abgestimmt. Interessant für den Benutzer ist auch die Doppelausnutzung des Anzeigeräts II zur Batteriekontrolle (gespreizte Anzeige) oder umschaltbar zur HF-Kontrolle. Die Leiterplatte ist an der Oberseite im Sendergehäuse eingebaut (Bild 6); der Quarz läßt sich von außen einstecken. Die Antenne wird in ein Kugelgelenk eingeschraubt. Alle Bedienteile (Steuerknöpfe, Steuerschieber und Schalter) sind auf der Senderoberseite angebracht und gut zugänglich (Bild 7). Die in einem Batteriefach untergebrachten gasdichten Nickel-Cadmium-Akkumulatoren (2 × 5 Knopfzellen, 0,5 Ah) können über eine Buchse geladen werden. Der Sender ist für den Lehrer-Schüler-Betrieb eingerichtet.

2.2. Empfänger *Signal MF 7*

Der Empfänger wurde durch 2 über Stecker verbundene Leiterplatten voll auf 7 Kanäle ausgebaut. Das Empfangsteil (Bild 8)

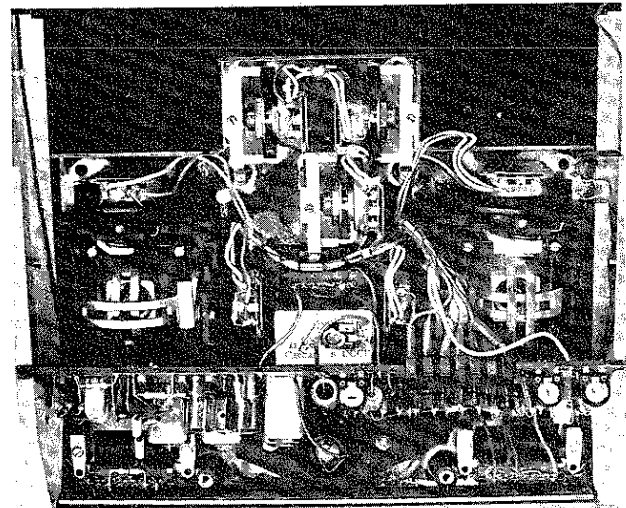


Bild 6 Innenaufbau des Senders *Signal FM 7*

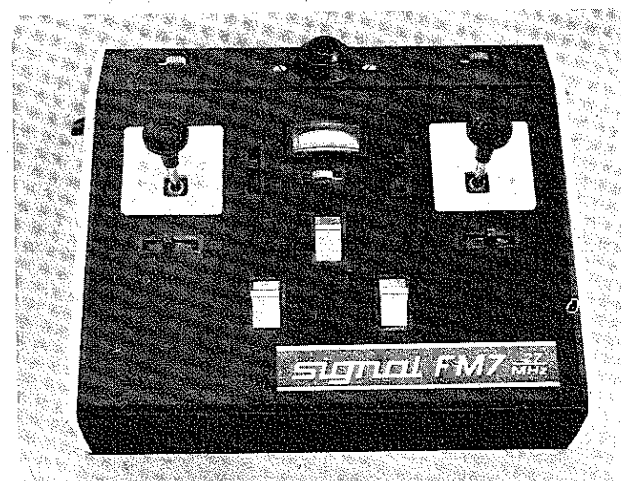
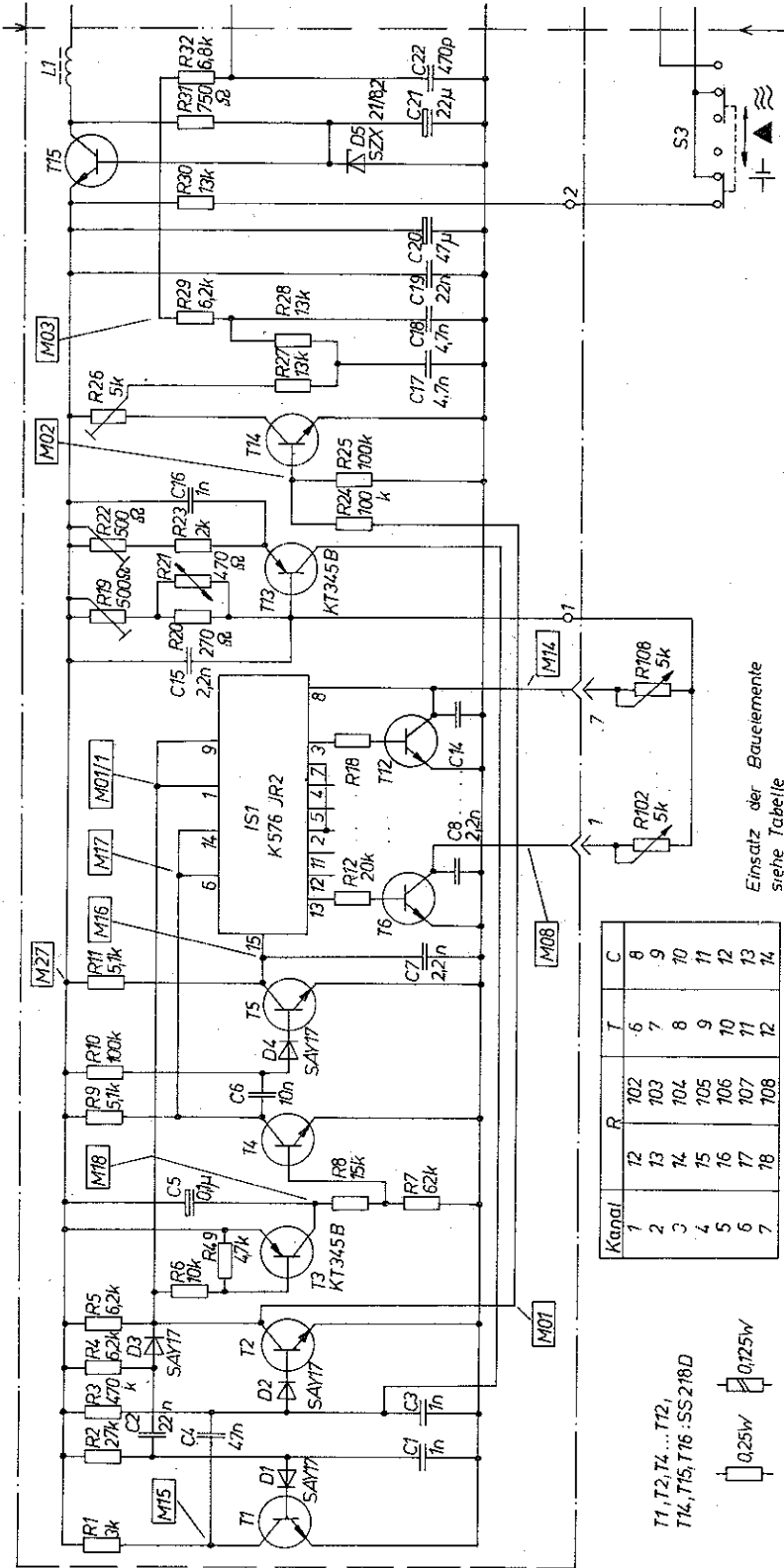


Bild 7 Gestaltung der Oberseite des Senders *Signal FM 7*

Bild 5
Stromlaufplan des
Senders Signal
FM 7



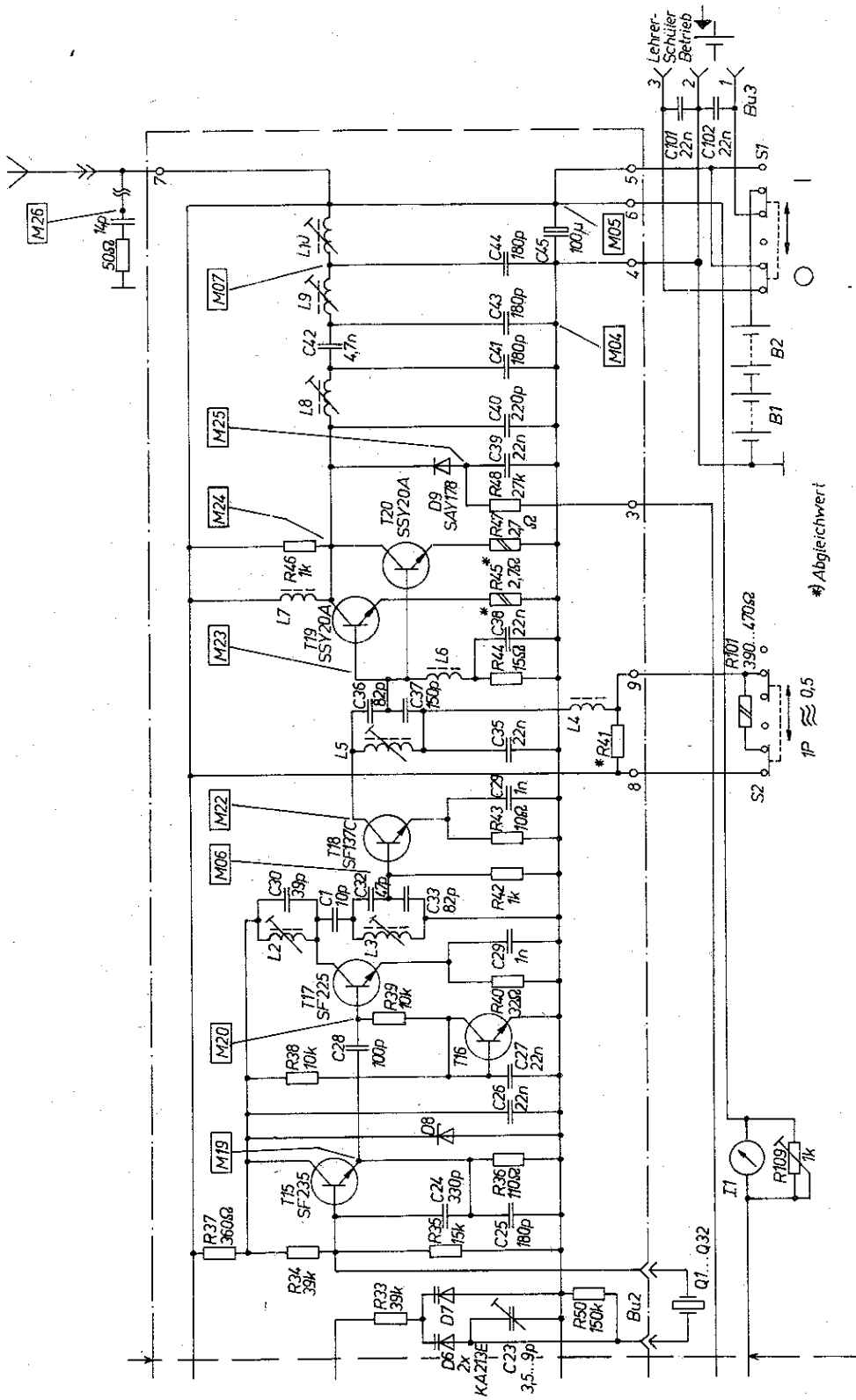
T1, T2, T4...T12,
T14, T15, T16 : SS 218 D

0,25W 0,125W

Einsatz der Bauelemente
siehe Tabelle



Beispiele moderner Fernsteueranlagen (Blatt 3)



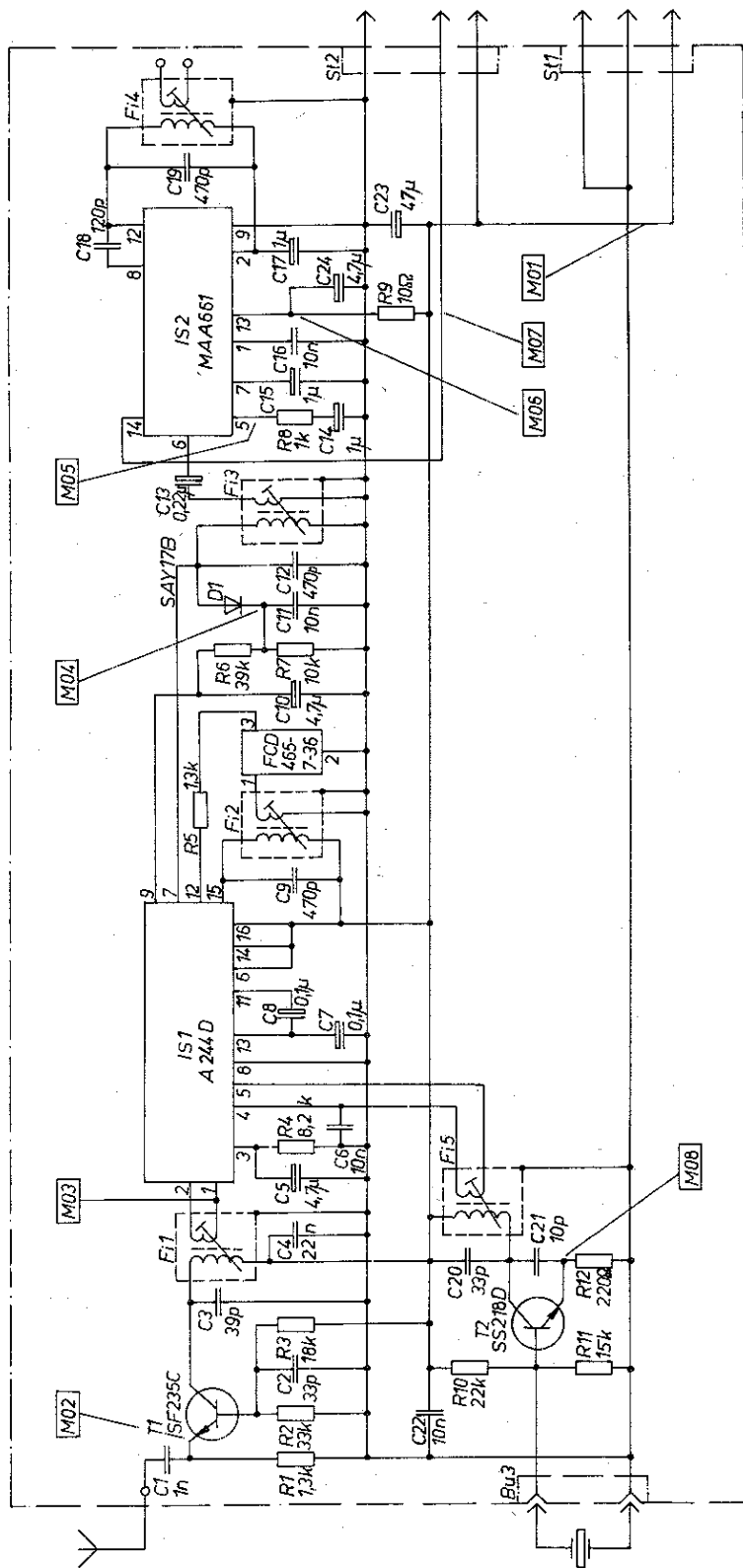
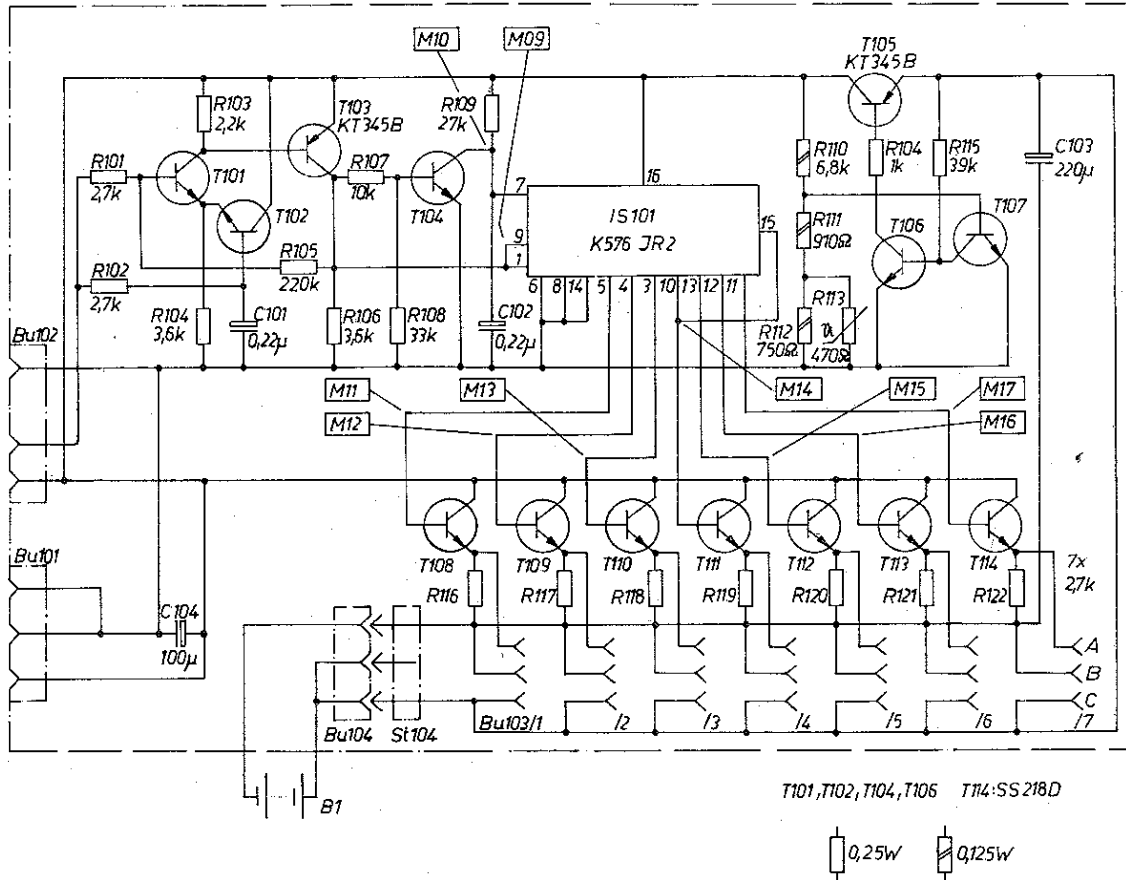


Bild 8 Stromlaufplan des Empfängers Signal FM 7

ist mit Transistoren und 2 IS bestückt. Transistor T1 arbeitet als rückwirkungsfreie HF-Vorstufe in Basisschaltung. Die Empfänger-IS A 244 D ist über das Filter F1 an die HF-Vorstufe angekoppelt. In der Empfänger-IS werden Misch- und ZF-Verstärkerfunktion ausgenutzt. Transistor T2 bildet den quarzstabilisierten Oszillator. Die Selektion des ZF-Signals übernehmen das keramische Filter FCD und das LC-Filter F3, das das keramische Filter an den IS-Eingang anpaßt. Bedingt durch das keramische Filter arbeitet der Empfänger, abweichend vom internationalen Standard, mit der ZF 465 kHz (s. auch in der Tabelle zu Blatt 10-1). Um das Großsignalverhalten des Empfängers in unmittelbarer Sendernähe zu verbessern, ist das ZF-Teil geregelt. Die Regelspannung wird mit DI gewonnen und über R6 an Anschluß 9 IS 1 zugeführt. Bedingt durch C10 =

4,7 μ F ist diese Regelung recht träge. Eine weitere ZF-Verstärkung übernimmt IS 2, die das ZF-Signal auch begrenzt und demoduliert. Zur Demodulation ist der Phasenschieberkreis mit F4 angeschaltet. Die Impulsverstärkung bewirken T101 bis T114. Das am Kollektor von T103 anliegende steilflankige Impulstelegramm wird direkt auf den Takteingang der als Schieberegister arbeitenden IS 101 geführt. Die IS 101 ist die gleiche wie im Senderimpulsteil. Die Kanalimpulse können an den als Impedanzwandler geschalteten Transistoren T108 bis T114 abgegriffen werden. Nach dem Durchlauf der Kanalimpulse wird C102 über R109 in der Synchronisierpause $t_p = 15$ ms aufgeladen und setzt über Anschluß 7 das Schieberegister zurück, d. h., Empfänger und Sender werden damit synchronisiert. Um Rückwirkungen von den Aufschalteinrichtungen (Servos) über die



Empfängerbatterie auf den Empfänger zu vermeiden, wurde mit T105, T106, T107 eine aufwendige Stabilisierungsschaltung eingefügt. Durch den Zweiplattenaufbau ist der Empfänger recht kompakt (Bild 9).

2.3. Servo Signal

Für das Servo wird die vollintegrierte Elektronik SN 28654 verwendet (Bild 10). Diese IS enthält alle für ein Servo erforderlichen Funktionsstufen, wie Referenzgenerator, Vergleichsstufe und Ausgangsstufe in Brückenschaltung.

Durch externe Beschaltung wird die IS der Anlage und der Servomechanik angepaßt. Das RC-Netzwerk mit dem Servopotentiometer R11 an den Anschlüssen 5 und 6 paßt die Impuls-

zeit von $t_i = (1,6 \pm 0,4)$ ms an, und die RC-Glieder R6, R7, C3 sowie R8, R9, C2 gleichen die Wiederholzeit von $7t_i + t_p < 25$ ms an. Mit R10 wird die Dämpfung des Servos und mit C7 der T-obereich (relativ groß) eingestellt. Das Filter C8, L1, C9, C10 entört den Servomotor. In Abmessungen, Stellzeit und Stellgenauigkeit entspricht das Servo dem internationalen Standard. Das Servogetriebe besteht aus Plastik; die Elektronik wurde im Gehäuse untergebracht. Das Servo wird mit einer Vierpunktbefestigung unter Beilegen von Gummifüllern im Modell montiert.

3. Fernsteueranlage Multiplex-Professional

Die in Blatt 10-1 erwähnte Weiterentwicklung auf dem Gebiet der Fernsteueranlagen ist am deutlichsten an den Schaltungen der Professionalanlagen abzulesen. Zum Frequenzbandwechsel sind sie mit HF-Steckmodulen ausgerüstet. Mit einem aufwendigen Senderimpulsteil und entsprechenden Modulen kann die Steuersignalleitung in fast jeder gewünschten Form beeinflußt werden, z. B. Mehrfachschalter *Multinaut*, Exponential- bzw. Progressivsteuerung oder Differentialsteuerung, Wegumschaltung u. a. Die Professionalanlagen zeichnen sich aber nicht nur durch Modultechnik, sondern auch durch verbesserte Stellgenauigkeit (0,5 bis 1%), temperaturstabiles Verhalten, schnellere, stärkere Servos u. a. aus. Als Beispiel zum derzeitigen Weltstand sei das Senderimpulsteil der Anlage *Multiplex-Professional* betrachtet.

3.1. Profi-Modul-Sender

Das Senderimpulsteil ist vollintegriert aufgebaut (Bild 11). Der Timer IS 4 erzeugt als Monoflop den Austastimpuls von 0,4 ms

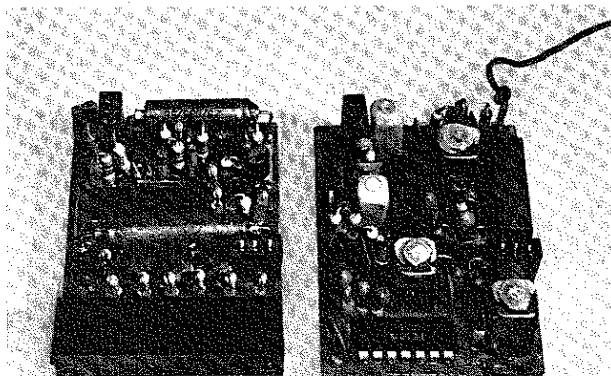


Bild 9 Innenaufbau des Empfängers *Signal FM 7*

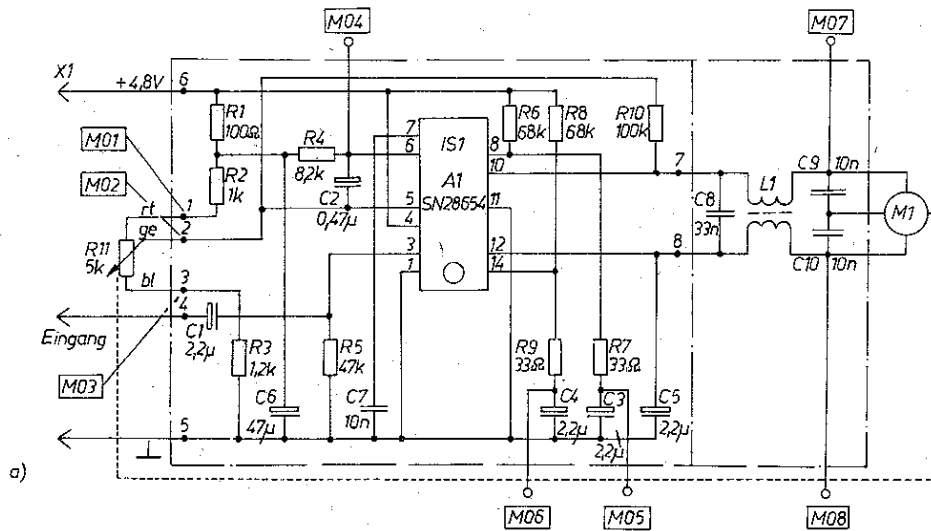


Bild 10 a - Stromlaufplan des Servos
Signal; b - Innenaufbau des Servos
Signal; c - Servo Signal

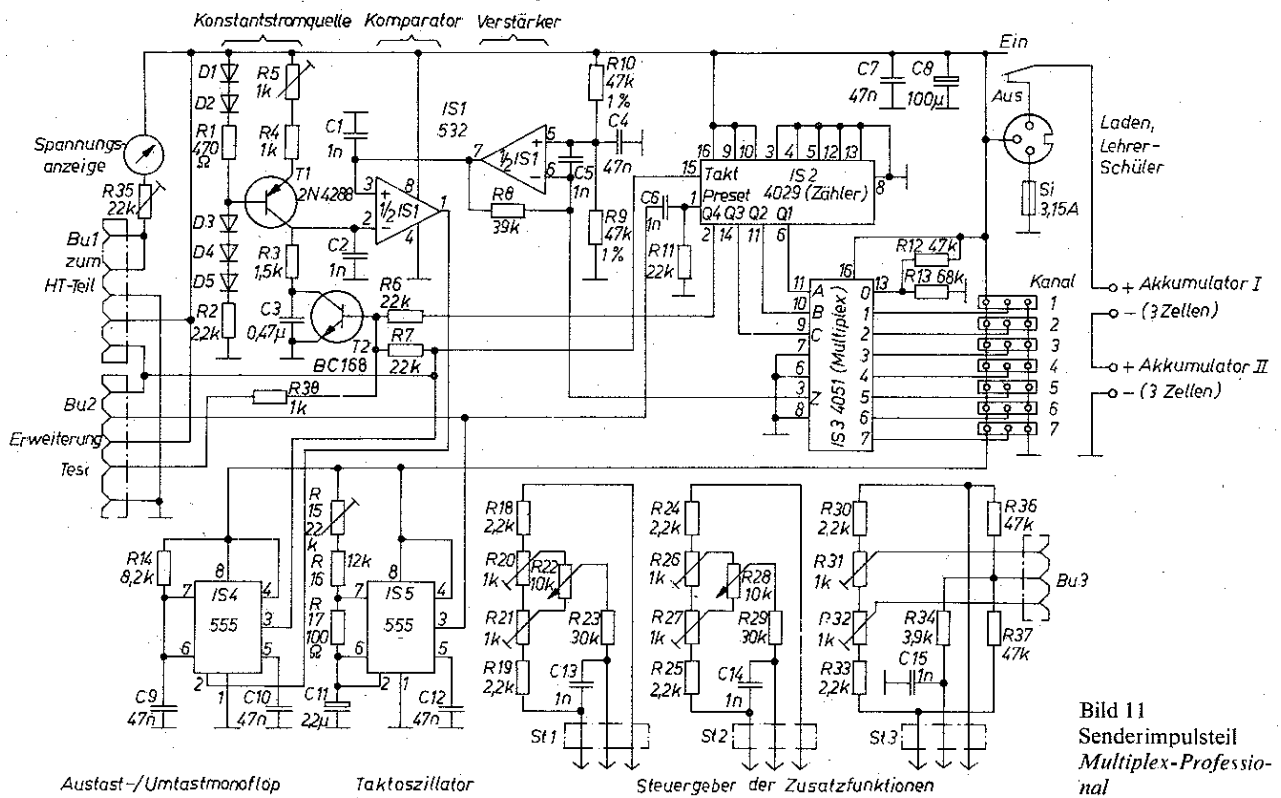
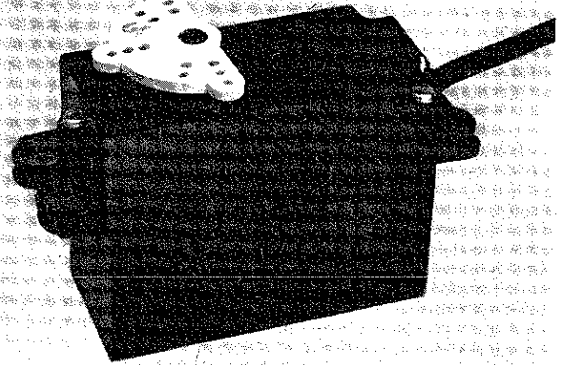
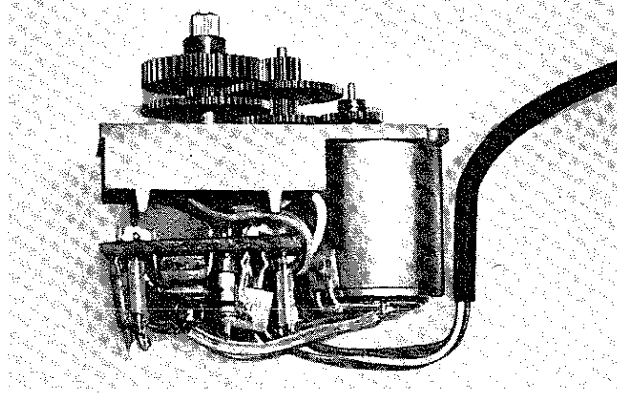


Bild 11
Senderimpulssteil
Multiplex-Professional



Länge; der Timer IS 5 arbeitet als Taktgenerator (astabiler Multivibrator). Die Taktzeit von 25 ms wird mit R15 eingestellt. Die Steuerpotentiometer 1 bis 7 schaltet der vom Zähler IS 2 gesteuerte 8-Kanal-Multiplexer nacheinander an das zeitbestimmende Glied (T2). Damit wird die Ladezeit des Kondensators C3 in Abhängigkeit von der Steuerpotentiometerstellung variiert. Um einen exakt linearen Ladespannungsverlauf (Sägezahn) zu erzielen, wird C3 über die Konstantstromquelle mit T1 aufgeladen. Den Verlauf der Ladespannung an C3 mit der am Ausgang von IS 1/I liegenden Spannung vergleicht der Komparator IS 1/II

Die Ausgangsspannung von IS 1/I weicht je nach Steuerpotentiometerstellung um einen definierten Betrag (Verstärkung des OPV)

positiv oder negativ von $\frac{U_B}{2}$ ab. Exakt $\frac{U_B}{2}$ wird mit R9 und

R10 am nichtinvertierenden Eingang von IS 1/I eingestellt. Der Komparator IS 1/II schaltet in dem Augenblick um, wenn an beiden Eingängen die Spannung gleich groß ist, und triggert damit das Austastmonoflop IS 4. Der Austastimpuls wird zur Modulation benutzt und schaltet gleichzeitig den Zähler eine Stufe weiter. Das Setzen des Zählers übernimmt der Taktoszillator IS 5 am Anschluß 1 von IS 2. Durch die Anschaltung der Steuerpotentiometer an IS 1/I kann die Steuerkennlinie für Steuerwegverkürzung bzw. Exponentialsteuerung, Mischer u. a. beeinflusst werden. Das HF-Teil des Senders ist als Steckmodul ausgebildet (Bild 12). Das Impulstelegramm durchläuft den Tiefpaß R207, R208, R203, C202, R204, C203, R205, C204, R206, um die geforderte Schmalbandigkeit (Verschleifen der Impulsflanken) zu erzielen.

Der quarzstabilisierte Oszillator mit T201 schwingt auf $\frac{f_{HF}}{2}$

Der Oszillator arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung, jedoch mit Oberwellenquarzen. Die Kapazitätsdiode D203 zieht die Quarzfrequenz; damit wird die HF frequenzmoduliert. Die Treiberstufe mit T202 ist auf die erste Oberwelle des Oszillators abgestimmt. Um die geforderte Oberwellenunterdrückung zu erzielen und HF-Einstreuungen zu vermeiden, sind die Spulen abgeschirmt. Das Collins-Filter (Doppel- π -Filter) mit C214, L6, C215, L7, C216 unterdrückt die Oberwellen und paßt die Antenne an. Mit L8 wird die Antenne auf Resonanz abgestimmt. Eine Besonderheit des HF-Teils besteht darin, daß die Betriebsspannung für den Oszillator über T20 und die Lade- bzw. Diagnosebuchse des Senders abgeschaltet werden kann (am Impulsteil von Bild 11 noch nicht vorgesehen). Das ermöglicht es, Sender und Empfänger über ein Diagnosekabel zu verbinden und die Funktion der Anlage im Modell zu überprüfen, ohne daß HF abgestrahlt wird. Diese Möglichkeit ist besonders bei Wettkämpfen eine wichtige Hilfe, wenn letzte Einstell- oder Reparaturarbeiten ausgeführt werden sollen, ohne daß man andere Anlagen stört. Der Sender-HF-Modul ist in einem festen Plastgehäuse untergebracht, das im Boden des Senders eingesteckt wird.

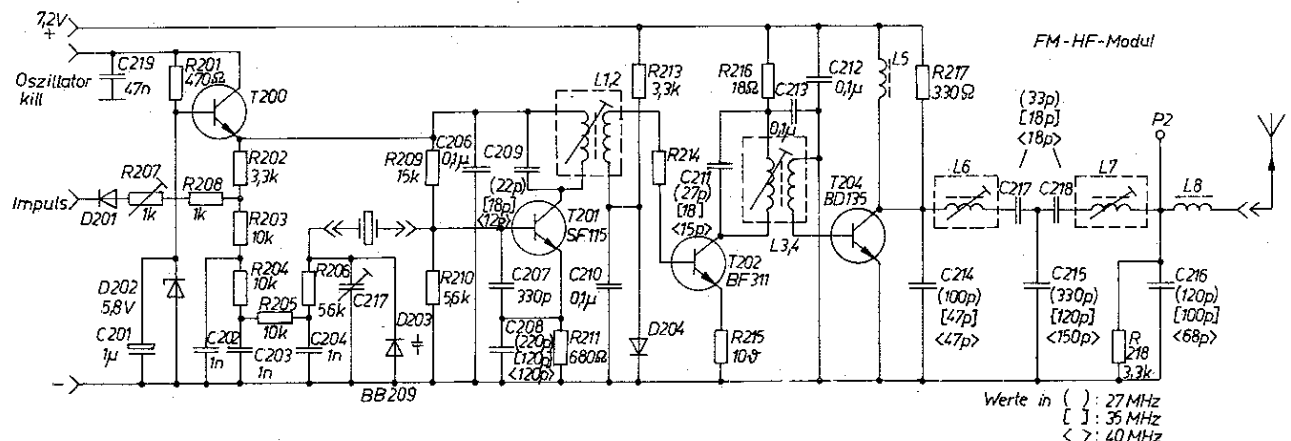
Der Senderquarz ist im Modul ebenfalls steckbar. Bei der Gestaltung der Fernsteuersender hat sich eine fast einheitliche Bauform herausgebildet. Auf der Senderoberseite sind die beiden Steuerknüppel mit spielfreier Mechanik griffgünstig angeordnet. Es können lange oder kurze Steuerknüppel eingesetzt werden. Die Steuerschieber für die Kanäle 5 und 6 befinden sich neben den Steuermechaniken; dazwischen sind die Lade- und Diagnosebuchse und das Kontrollinstrument angeordnet.

Die Ausbaumodule für Mischer, Steuerwegumschaltung, Exponentialsteuerung u. a. werden an der Stirnseite rechts und links neben der Antenne eingesetzt.

3.2 Modul-Empfänger Multiplex

Die Entwicklung bei den Fernsteuerempfängern zeichnet sich durch weitgehende Integration im HF- und Impulsteil aus. Bedingt durch die Bauelemente sind die Unterschiede zwischen den Schaltungslösungen der einzelnen Hersteller nur noch gering. Bei fast allen Fernsteuerempfängern westeuropäischer Hersteller werden im HF-Teil die Siemens-IS S 042 P und S 041 P verwendet. Die IS S 042 P vereinigt Eingangs-, Misch-, Oszillator- und ZF-Stufen. Die IS S 041 P enthält ZF-Begrenzer und Demodulator. Bei dem Modul-Empfänger der Anlage Multiplex werden die HF-Vorstufe und die Oszillatorstufe mit Steckquarz als Modul an den ZF- und Dekoderbaustein angesteckt (Bild 13). Die ZF-Selektion bewirken hochwertige keramische Filter (KF1, KF2), die über LC-Filter Fi1 und Fi2 an die IS angepaßt werden. Zur Demodulation ist der Diskriminatorkreis mit Fi3 vorgesehen. Der Operationsverstärker IS 3 verstärkt das Impulssignal. Durch die RC-Kombination R6, C19 am nichtinvertierenden Eingang wird aus den ankommenden Impulsen eine Bezugsspannung gebildet, die Störungen unterdrückt. Bei fehlendem Signal wird durch diese Schaltungsvariante eine gute Rauschunterdrückung erzielt. Das verstärkte Impulssignal taktet das CMOS-Schieberegister IS 4. Die Synchronisation bewirkt T1 in Verbindung mit C22 und mit dem zweiten OPV von IS 3. C22 kann sich nur in der Synchronisationspause so weit aufladen, daß am Ausgang von IS 3 (Anschluß 6) der Rücksetzimpuls für das Schieberegister entsteht. Um den gesamten Empfänger von den Aufschalteinrichtungen zu entkoppeln, wird die Speisepannung über T2 stabilisiert. Dadurch wirken sich kurze Spannungseinbrüche beim gleichzeitigen Anlaufen mehrerer Servos oder beim Anziehen von Relais nicht auf die Funktion des Empfängers aus.

Bild 12
Stromlaufplan
Sender-HF-Modul
Multiplex FM



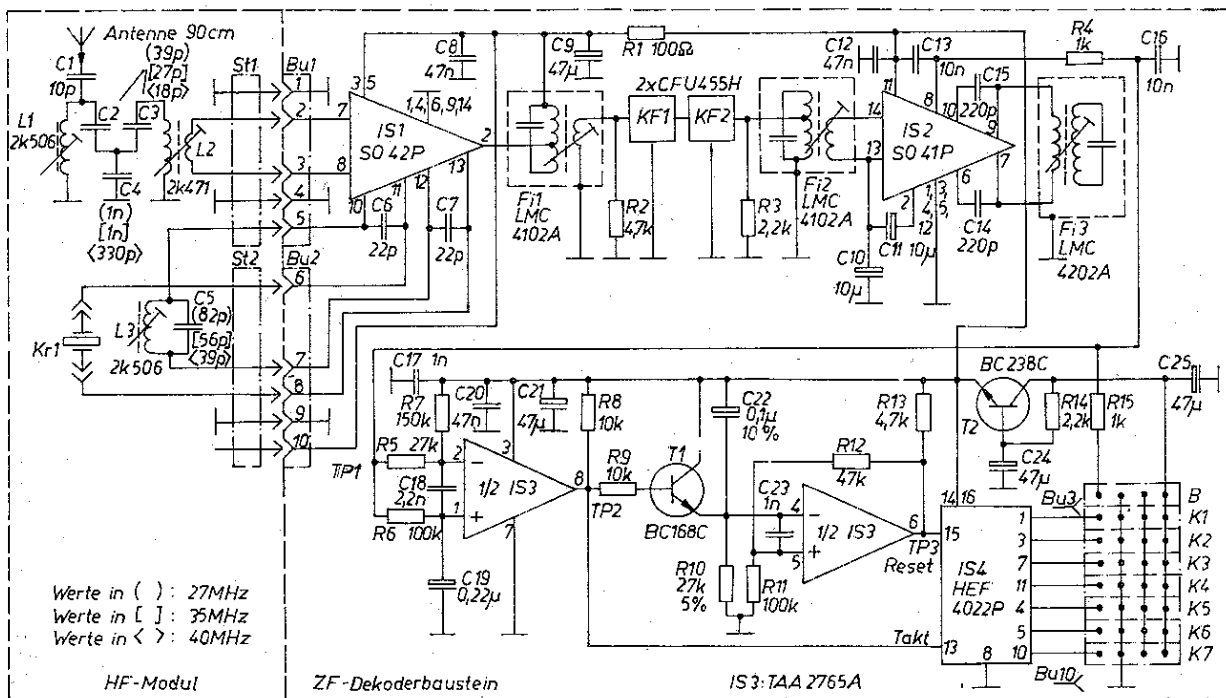


Bild 13
 Stromlaufplan des
 Modul-Empfängers
 der Anlage Multiplex

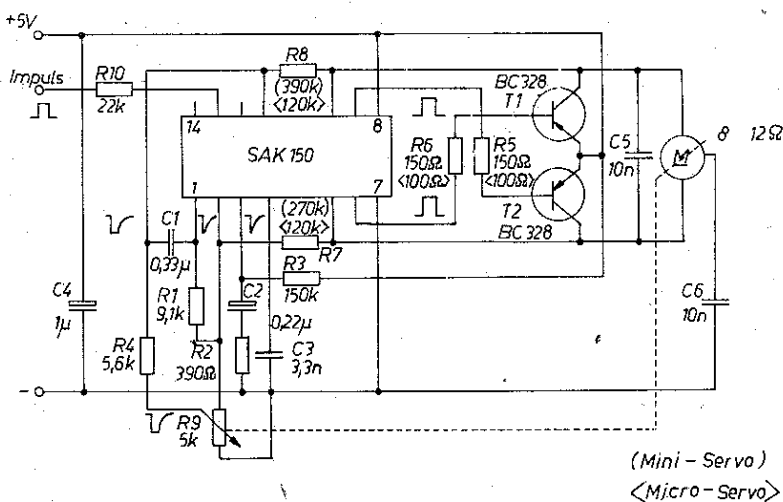


Bild 14
 Stromlaufplan des
 Micro-Servo der
 Anlage Multiplex

3.3. Micro-IS-Servo

Die Servos waren die ersten Anlagenteile, für die spezielle IS entwickelt wurden. Die Servo-IS ermöglichten dann auch, die Parameter der Servo, wie Stellgenauigkeit, Stellgeschwindigkeit, Stellkraft und vor allem Masse und Abmessungen, entscheidend zu verbessern. Im Unterschied zum Servo-IS SN 28654 von Bild 10 sind an die IS SAK 150 2 pnp-Transistoren angeschlossen (Bild 14). Dadurch wird die IS entlastet bzw. kann höhere

Ströme verarbeiten. Im Verhalten und in der Außenbeschaltung bestehen nur geringe Unterschiede zwischen beiden IS. Mit R2, C2, R3 wird die IS auf die Taktzeit der Anlage eingestellt. Für die Dämpfung sind R7 und R8 verantwortlich, während C3 die Breite des Totbereichs festlegt. Das Micro-Servo ist mit einem Miniaturglockenankermotor ausgestattet. Das Getriebe ist 4stufig und hat Metallzahnräder. Trotz der geringen Masse von 35 g entwickelt dieses kleine Servo die Stellkraft von 12 N · cm bei etwa 1% Stellgenauigkeit.



1. Einleitung

Die folgenden Blätter enthalten eine Sammlung von Baugruppen, die zum Grundaufbau eines Farbfernsehempfängers geeignet sind. Einige dieser Baugruppen eignen sich auch für Schwarzweißempfänger. Als aktive Bauelemente kommen, außer der Bildröhre, nur Transistoren und integrierte Schaltkreise, kurz IS genannt, zum Einsatz. Die Grundlagen werden nur kurz behandelt und können in der entsprechenden Literatur [1], [2], [3], [4], [5] nachgelesen werden.

2. Prinzip des Farbfernsehens

2.1. Was ist Licht?

Licht ist eine sichtbare elektromagnetische Strahlung mit Wellenlängen von etwa 400 bis 700 nm. Bei einer Fernsehübertragung wird das von einer Bildvorlage kommende Licht in elektrische Signale umgewandelt. Das auf diese Weise gewonnene Videosignal gelangt über Kabel oder über HF-Sender zu einem Empfänger und wird auf dem Schirm einer Bildröhre sichtbar gemacht. Dabei wird das ursprüngliche Bild dargestellt und dem Auge als Lichtreiz dargeboten.

2.2. Das Auge

Bild 1 zeigt das Auge im Schnitt. Die für Abbildung und Lichtempfindung wesentlichen Teile sind Linse, Netzhaut und Sehnerv. Untersucht man die Netzhaut genauer, so macht man die interessante Entdeckung, daß sie aus einer Unzahl sogenannter Stäbchen und Zäpfchen zusammengesetzt ist. Die Stäbchen und Zäpfchen sind die eigentlichen punktförmigen Vermittler der Lichtempfindungen und setzen sich in den einzelnen Nervenfasern des Sehnervs fort. Wird also ein Bild auf der Netzhaut abgebildet, so ist für jeden einzelnen Bildpunkt eine Leitung von den betreffenden Stäbchen oder Zäpfchen zum Gehirn vorhanden. Stäbchen und Zäpfchen haben verschiedene Aufgaben zu erfüllen und sind auch in unterschiedlicher Zahl vorhanden. Mit den etwa 75 Millionen Stäbchen wird nur die Stärke des Lichtes bzw. die Leuchtdichte (Helligkeit oder Lumineszenz) gemessen. Mit den etwa 3,5 Millionen Zäpfchen dagegen werden vor allem Farben wahrgenommen. Wie jeder Empfänger für elektromagnetische Wellen, so hat auch jedes Stäbchen und Zäpfchen eine Durchlaßkurve. Bild 2 zeigt diese Durchlaßkurve oder richtiger die Kurve der spektralen Augenempfindlichkeit für die Stäbchen. Sie gibt an, wie stark die Leuchtdichte Y in Abhängigkeit von der Wellenlänge des einfallenden Lichtes empfunden wird. Die Leuchtdichteempfindung hängt also nicht nur von der Intensität des einfallenden Lichtes, sondern auch von der Wellenlänge ab.

2.3. Farbmischung

Die Empfindlichkeitskurven der Zäpfchen sind viel schmäler als die der breitbandigen Stäbchen. Bei den Zäpfchen lassen sich 3 verschiedene Arten unterscheiden, deren Empfindlichkeitskurven (die sogenannten Farbmischkurven) in Bild 3 dargestellt sind. Bei einer Wellenlänge von etwa 460 nm wird nur eine Sorte Zäpfchen angeregt, und es ergibt sich die Farbmischung Blau. Grün liegt bei 540 nm und Rot bei 620 nm. Es gibt also rot-, grün- und blauempfindliche Zäpfchen, die die 3 Farbauszugssignale Rot, Grün und Blau an das Gehirn weiterleiten. Der Grad der Anregung der verschiedenen Zäpfchen ergibt die jeweilige Farbmischung. Die – physikalisch gesehen – sehr vielfältigen Möglichkeiten der spektralen Zusammensetzung des Lichtes lassen sich daher für den menschlichen Betrachter auf die 3 Parameter R, G und B reduzieren. Die nur von einer Wellenlänge im Spektrum von 400 bis 700 nm hervorgerufenen Farben,

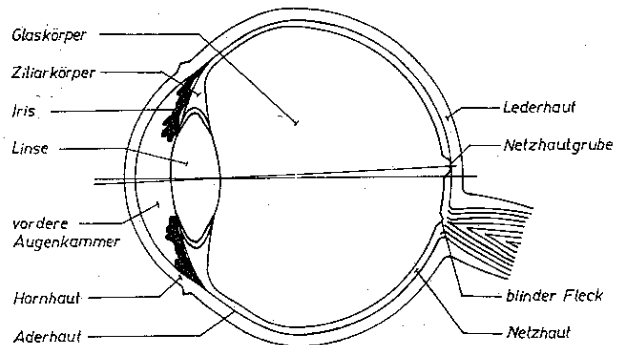


Bild 1 Längsschnitt durch das menschliche Auge. Der lichtempfindliche Teil des Auges ist die Netzhaut, die aus etwa 75 Millionen Stäbchen und 3,5 Millionen Zäpfchen besteht.

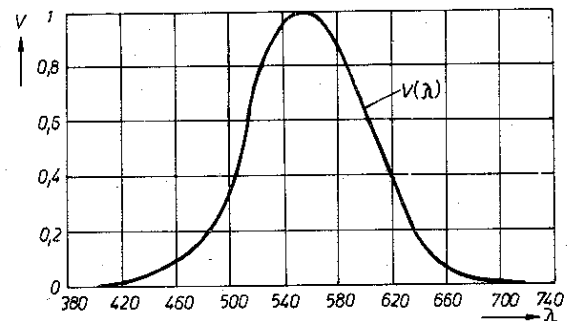


Bild 2 Empfindlichkeit des helladaptierten menschlichen Auges

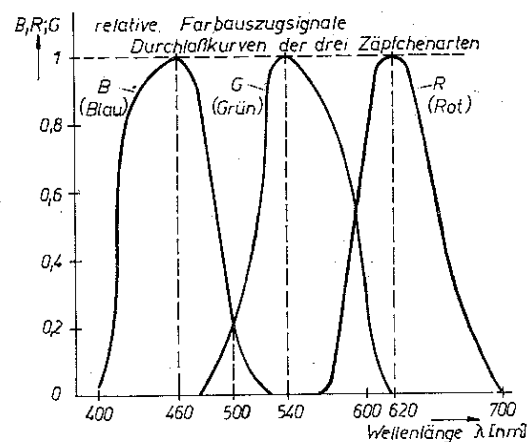


Bild 3 Farbmischkurven des Auges (Zäpfchen)

die beispielsweise im Regenbogen enthalten sind, nennt man Spektralfarben.

2.4. Farbbildwiedergabe

Die genaue Kenntnis des menschlichen Auges gibt die Grundlage zum Aufbau eines Farbfernsehensystems. Die Farbfernsehkamera folgt hinsichtlich der Erfassung der Farben dem Funktionsprinzip des menschlichen Auges. Bild 4 zeigt das Prinzip. Die Farben werden durch ein Filtersystem geteilt, daß jeder der 3 Aufnahmeröhren nur Licht einer Grundfarbe zugeführt wird. Wie beim Auge liefern diese Aufnahmeröhren 3 Farbauszugssignale (R,

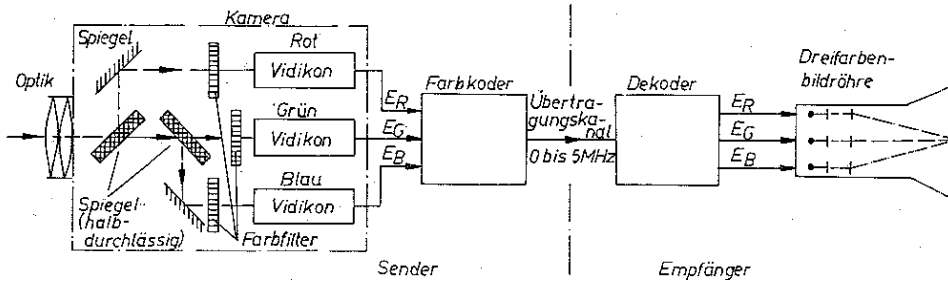


Bild 4
Prinzip der Aufnahme und der Wiedergabe beim Farbfernsehen

G und B), die den Farbauszugsbildern entsprechen. Zur Wiedergabe werden 3 getrennt mit R, G, B steuerbare farbige Lichtquellen in den Farben Rot, Grün und Blau einer Katodenstrahlröhre mit 3 Systemen verwendet. Die mit einer solchen Dreistrahl-Farbbildröhre erzeugten Farbauszugsbilder werden zur Deckung gebracht. Durch die additive Mischung des farbigen Lichtes lassen sich beliebige Farbeindrücke reproduzieren.

2.5. Signalverlauf im Farbfernsehempfänger

Der Farbfernsehempfänger (Bild 5 zeigt den Übersichtsschaltplan) enthält eine Reihe zusätzlicher Funktionen, die den Empfang und die Wiedergabe des Farbbilds ermöglichen. Farbfernseher strahlen neben der Schwarzweißmodulation ein Signal aus, das die Farbinformation sowie bestimmte Hilfssignale enthält. Die Schwarzweißinformation ist dabei dem Videosignal des Schwarzweißempfängers äquivalent; es wird hier jedoch aus Anteilen der 3 Farbbildauszüge Rot, Grün und Blau gewonnen und als Leuchtdichte-, Luminanz- oder kurz Y-Signal bezeichnet. Dieses Signal hat folgende Zusammensetzung: $Y = 0,30 R + 0,59 G + 0,11 B$. Da das Leuchtdichtesignal mit Rücksicht auf den Schwarzweißempfang unbedingt ausgestrahlt werden muß, braucht man nur noch 2 Farbinformationen zu senden. Es hat sich als vorteilhaft erwiesen, nicht die Farbsignale selbst, sondern sogenannte Farbdifferenzsignale zu verwenden. Diese ergeben sich aus der Differenz des jeweiligen Farbsignals und des Leuchtdichtesignals.

Demnach werden folgende Signale übertragen:

- Leuchtdichtesignal Y
- Farbdifferenzsignal $D_R = (R - Y)$
- Farbdifferenzsignal $D_B = (B - Y)$

Die Farbdifferenzsignale sind senderseitig mit im Fernsehsignal untergebracht. Sie werden einem Hilfsträgersignal aufmoduliert, dessen Frequenz mit 4,4 MHz so gewählt ist, daß sie im Leuchtdichtebild (Schwarzweißbild) nur wenig stört. Diese Signale sind im FBAS-Signal enthalten und nehmen im Empfänger folgenden Weg: Das vom Fernsehsender ausgestrahlte Signal wird von der Antenne dem Tuner des Fernsehempfängers zugeführt. Der Bild-ZF-Verstärker verstärkt und demoduliert das FBAS-Signal, und der DF-NF-Verstärker stellt den Ton zur

Verfügung. Diese Stufen sind auch in Schwarzweißempfängern enthalten. Das ist in Bild 5 der obere Teil. Im mittleren Teil sind die Spezialaufbauten für den Farbfernsehempfänger enthalten. Der Dekoder enthält die HF-Deemphasis, die den von der HF-Preemphasis veränderten Amplitudengang wieder korrigiert. Es folgen ein Begrenzer und der Farbschalter. Der Begrenzer gleicht die Amplitudenunterschiede durch Ungenauigkeiten der Glockenkurve, Abstimmfehler und Pegelschwankungen aus. Der Farbschalter sperrt den Farbkanal beim Empfang von Schwarzweißsendungen. Danach wird der Signalverlauf in einen direkten und einen verzögerten Kanal aufgeteilt. Im verzögerten Kanal befindet sich eine Laufzeitleitung, die das Signal für eine Zeilendauer von $64 \mu s$ verzögert.

Der nachfolgende elektronische 2polige Umschalter hat die Aufgabe, die in den beiden Kanälen wechselweise ankommenden Signale D_R und D_B so zu schalten, daß am oberen Ausgang des Umschalters nur D_R und am unteren nur D_B erscheint. Die Aufteilung in einen direkten und einen verzögerten Kanal und die Umschaltung auf die beiden Ausgänge liefert aus der sequentiellen Folge eine simultane Signalfolge. Auf dem Umschalter folgen in den beiden Kanälen je ein Begrenzer, der auftretende Amplitudenunterschiede ausgleicht, und je ein Diskriminator. Die Diskriminatoren sind jeweils auf die richtige Farbträgerfrequenz abgestimmt.

An die Konstanz des Nullpunkts der Diskriminatoren werden besonders hohe Anforderungen gestellt. Auf die beiden Diskriminatoren folgt in jedem Kanal eine Video-Deemphasis, die die entsprechende Anhebung auf der Senderseite entzerrt. Am Ausgang stehen nun die beiden demodulierten Farbdifferenzsignale D_R und D_B zur Verfügung. Durch eine Veränderung der Schwelle in den beiden Begrenzern lassen sich die Ausgangsspannungen verändern. Das entspricht einer Farbkontrastregelung. Nunmehr stehen im Empfänger das Leuchtdichtesignal Y und die beiden Farbdifferenzsignale D_R und D_B zur Verfügung. Aus diesen Signalen wird in der Farbdifferenzmatrix ein grünes Farbdifferenzsignal gewonnen, und die Signale werden den Elektroden der Farbbildröhre zugeführt, in der sich ihnen das an der Katode anliegende Y -Signal addiert.

Der dritte untere Abschnitt im Übersichtsschaltplan zeigt wieder bekannte Baustufen: Amplitudensieb, Phasen- und Frequenzvergleich sowie Horizontal- und Vertikalablenkung. Die Ablenkstufen sind für den Betrieb einer Farbbildröhre ausgelegt.

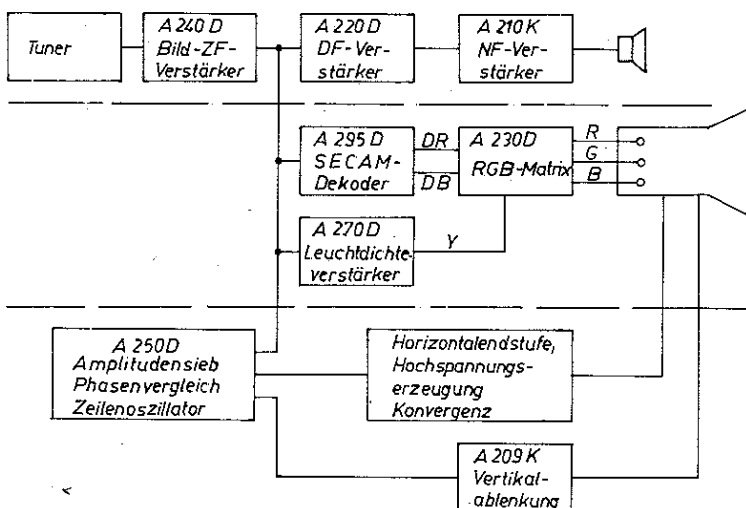


Bild 5 Übersichtsschaltplan eines Farbfernsehempfängers



3. HF-Baustufen

Zu den HF-Stufen eines Farbfernsehempfängers zählt man den Kanalwähler (Tuner), den Zwischenfrequenzverstärker mit seinen Demodulatoren und die automatische Verstärkungsregelung

3.1. Kapazitätsdioden-(CD-)Tuner

Bild 6 zeigt den Stromlaufplan des CD-Tuners 4501 05 0000. Dieser Tuner wurde für den Farbfernsehempfänger *Chromat* entwickelt. Er ist mit dem Tuner des *Color 21/22* nicht austauschbar. Der Tuner hat am Ausgang einen breitbandigen Mitentkreis. Dadurch ist ein Nachgleich des ZF-Kreises nach Austausch des Tuners nicht mehr erforderlich

3.1.1. VHF-Tuner

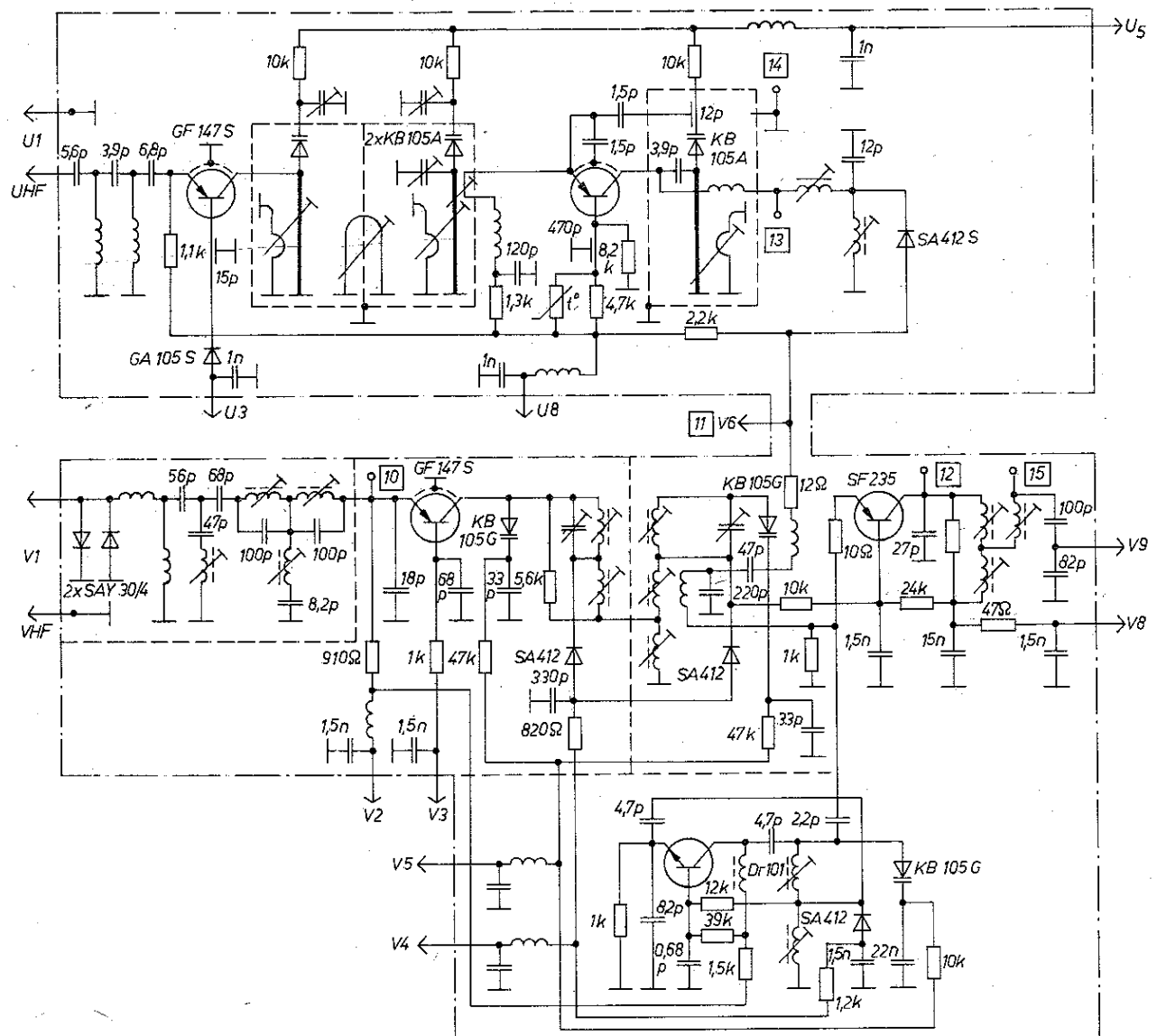
Die Vorstufe des Tuners ist mit dem Transistor *GF 147 S* aufgebaut. In der Misch- und Oszillatorstufe wird der Siliziumtransistor *SF 235* in Basisschaltung eingesetzt. Die antiparallelschalteten Dioden vom Typ *SAY 30* schützen den Tunerein-

gang vor zu großen Eingangssignalen. Daran schließt sich ein Filternetzwerk an, das als ZF-Sperre und als Bandsperrfilter für das UKW-Band wirkt. Vor- und Mischstufe sind durch ein fußpunktgekoppeltes Bandfilter verbunden. Von Band I auf Band III wird mit den Schaltdioden *SA 412* umgeschaltet. Bei der Schaltstellung Band I liegen -10 V am Schalteingang; bei Band III sind $+12\text{ V}$ erforderlich. Der Tuner wird über die Kapazitätsdioden *KB 105 G* durch eine einstellbare stabilisierte Abstimmspannung von 0 bis 25 V abgestimmt. Die Vorstufe wird aufwärts geregelt. Bei optimalem Arbeitspunkt stellt sich eine Vorspannung von $2,5\text{ V}$ ein. Am Kollektor des Mischtransistors *SF 235* wird die ZF über ein breitbandiges Filter ausgekoppelt

3.1.2. UHF-Tuner

Vorstufe und selbstschwingende Mischstufe sind mit dem Germaniumtransistor *GF 147* bestückt. Das Antennensignal wird über einen mehrgliedrigen Hochpaß eingespeist

Bild 6 Stromlaufplan des CD-Tuners des Fernsehempfängers *Chromat*



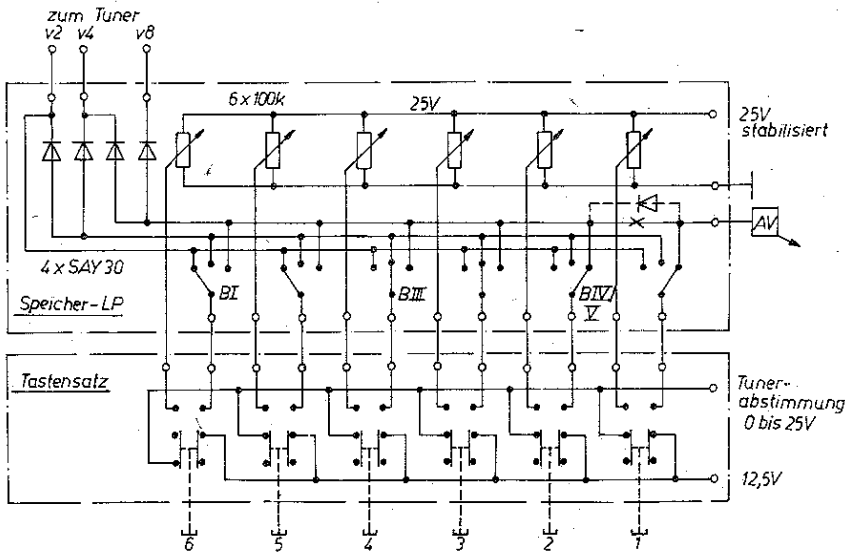


Bild 7
Tasten- und
Speicheraggregat für
einen CD-Tuner

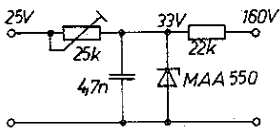


Bild 8 Stabilisierungsschaltung einer Abstimmspannung mit
MAA 550

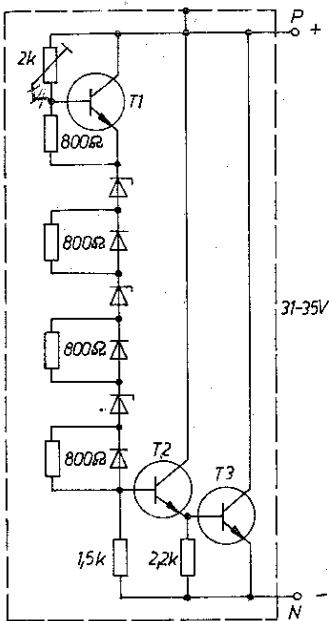


Bild 9
Innenschaltung des
MAA 550

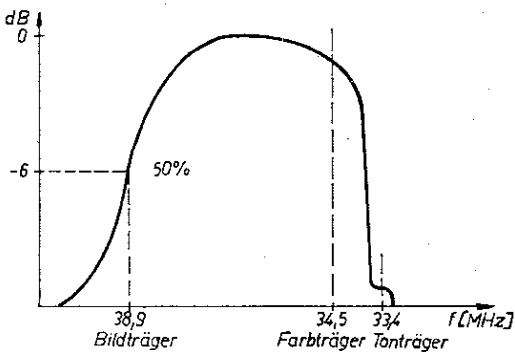


Bild 10 Durchlaßkurve eines Farbfernseh-Bild-ZF-Verstärkers

Vorverstärker und Mischstufe sind durch ein zweikreisiges $\lambda/4$ -Zwischenkreisfilter gekoppelt. Primär- und Sekundärkreis werden über die Kapazitätsdioden *KB 105 A* abgestimmt. Die stabilisierte Abstimmspannung beträgt, genauso wie beim VHF-Tuner, 0 bis 25 V. Im Basisspannungsteiler der selbstschwingenden Mischstufe liegt ein Thermistor, der auch bei steigenden Umgebungstemperaturen eine hohe Wiederkehrgenauigkeit der Sender bewirkt. Die ZF-Ausgangsspannung des UHF-Tuners gelangt über ein Netzwerk und über die Schalterdiode *SA 412 S* auf den Eingang der Mischstufe des VHF-Tuners. Diese arbeitet bei UHF-Empfang als erste ZF-Stufe.

3.1.3. Tuner-Abstimmung

VHF- und UHF-Tuner sind mit Kapazitätsdioden aufgebaut. Dadurch wurde die ursprüngliche aufwendige mechanische Sendereinstellung abgelöst. Bild 7 zeigt das Grundprinzip der Sendereinstellung. Eine gut stabilisierte Spannung speist mehrere Potentiometer, von deren Schleifern die jeweilige Abstimmung für die gewünschte Station über Tastenschalter dem Tuner zugeführt wird. Die einzelnen Fernsehsender werden eingestellt, und die auf diese Weise gefundenen Abstimmspannungen bleiben in den Abstimmopotentiometern gespeichert. Varianten davon sind elektronische Schalter für die Stationswahl. Die Einstellspannung für die Kapazitätsdioden beträgt etwa 2 bis 25 V. Diese Spannung (Bild 8) wird am Zeilentransformator gewonnen, danach gleichgerichtet, gesiebt und stabilisiert. Zur Stabilisierung wird ein integrierter Schaltkreis *MAA 550* nach Bild 9 eingesetzt. Dabei handelt es sich um eine Parallelstabilisierung. Die mit Z-Dioden in Reihe liegenden Dioden bewirken eine Verringerung der Temperaturabhängigkeit des Schaltkreises. Wenn die Spannung positiver wird, erhöht sich die Spannung U_{BE} des Transistors T1. Sein Emitterstrom verursacht eine Erhöhung der Spannung an R6; durch den Transistor T2 fließt ein größerer Strom, und der Kollektorstrom des Transistors T3 wird größer. Das erhöht den Spannungsabfall am Vorwiderstand.

4. Bild-ZF-Verstärker

Die Entwicklung des Bild-ZF-Verstärkers ist gekennzeichnet durch die Vorbereitung auf den Einsatz von integrierten Schaltkreisen. Dafür muß die gesamte Selektion des Bild-ZF-Verstärkers in einem Kompaktfilter vor dem eigentlichen Verstärker vorgenommen werden. Ferner verdient die Frage der automatischen Nachstimmung des Tuners verstärkte Aufmerksamkeit, da Farbfernsehempfang eine wirklich zuverlässige Bildsignalqualität erfordert. Bild 10 zeigt die Amplituden-Durchlaßcharakteristik des Bild-ZF-Verstärkers.



4.1. Bild-ZF-Verstärkerschaltkreis A 240 D

Der nach modernen Gesichtspunkten entwickelte A 240 D ist als Bild-ZF-Verstärker konzipiert. Er enthält folgende Baugruppen:

- regelbarer ZF-Verstärker;
- Demodulator;
- Videovorverstärker;
- Taststufe und Regelverstärker;
- Schwellwertverstärker für die Tunerregelung

Der regelbare ZF-Verstärker des A 240 D besteht aus 3 Verstärkerstufen. 2 Stufen sind davon regelbar. Die Stufen sind untereinander durch Emitterfolger getrennt, wodurch eine kapazitätsarme Belastung der Arbeitswiderstände und damit die hohe Bandbreite des Verstärkers erreicht werden. Der Demodulator im A 240 D ist ein multiplikativer Mischer, der die Nachteile der Diodendemodulation vermeidet. Sein Prinzip beruht auf der Multiplikation zweier Signale. Der Videovorverstärker setzt das Demodulatorausgangssignal auf 2 Videoausgänge um. Am ersten Ausgang erscheint ein BAS-Signal mit negativen Synchronsignalen, und am zweiten Ausgang liegt ein solches mit positiven Synchronsignalen. Tast- und Regelverstärker arbeiten zusammen, und der Regelverstärker stellt die Regelströme für den ZF-Verstärker zur Verfügung. Zuerst wird die zweite ZF-Stufe, dann die erste ZF-Stufe geregelt. Der Schwellwertverstärker bewirkt eine verzögerte Tunerregelung.

4.2. Bild-ZF-Verstärker in gedruckter Schaltung

Es wird ein Bild-ZF-Verstärker-Modul beschrieben, wie man ihn im Farbfernsehempfänger Chromat verwendet. Bild 11 zeigt den Stromlaufplan des ZF-Verstärkers. Vom Tuner gelangt die ZF auf die Transistorstufe mit dem Transistor SF 245. Sie wirkt einerseits als Trennstufe zwischen

Tuner und ZF-Verstärker; andererseits soll sie die durch das Kompaktfilter entstehende Dämpfung ausgleichen. Das sich anschließende Kompaktfilter hat 4 Kreise und 3 Fallen. Damit wird die nötige ZF-Selektion erreicht. Auf das Kompaktfilter folgt der A 240 D. Er gewährleistet die benötigte ZF-Verstärkung und bewirkt die Demodulation. Innerhalb der integrierten Schaltung wird, wie beschrieben, die Regelspannung erzeugt, der ZF-Verstärker geregelt und die Regelspannung für die Tuner bereitgestellt.

4.3. AFC-Modul

Um hohe Übertragungsqualität bei Farbfernsehensendungen zu gewährleisten, werden die Tuneroszillatoren über eine automatische Frequenznachstimmstufe (AFC, automatic frequency control) auf der richtigen Soll-Frequenz gehalten. Durch den Einsatz des A 240 D im ZF-Verstärker steht nur noch eine Spannung von 10 mV für die AFC zur Verfügung. Bild 12 zeigt den Prinzipstromlaufplan einer AFC. Der Transistor verstärkt diese Spannung für die Diskriminatorschaltung. Gleichzeitig gewährleistet diese Stufe eine rückwirkungsfreie Ankopplung an den ZF-Verstärker. Die Begrenzerdioden SAL 41 B und die gesonderte Schaltstufe mit dem Transistor SC 236 E sind in die AFC-Stufe als Baueinheit einbezogen worden. Die Steuerung der Schaltstufe geschieht durch eine Koinzidenzstufe, die mit zeilenfrequenten Impulsen versorgt wird. Bild 13 zeigt als Beispiel eines AFC-Moduls den entsprechenden Stromlaufplan aus dem Farbfernsehempfänger Chromat.

5. DF-NF-Verstärker

Der Tonteil eines Farbfernsehempfängers besteht aus DF- und NF-Verstärker. Beide Stufen werden mit integrierten Schaltkreisen aufgebaut und sind meist auf eine gemeinsame Leiterplatte (Modul) aufgebaut. Bild 14 zeigt den DF-NF-Verstärker des Farbfernsehgeräts Chromat. Die Leiterplatte ist 120 mm × 60 mm groß.

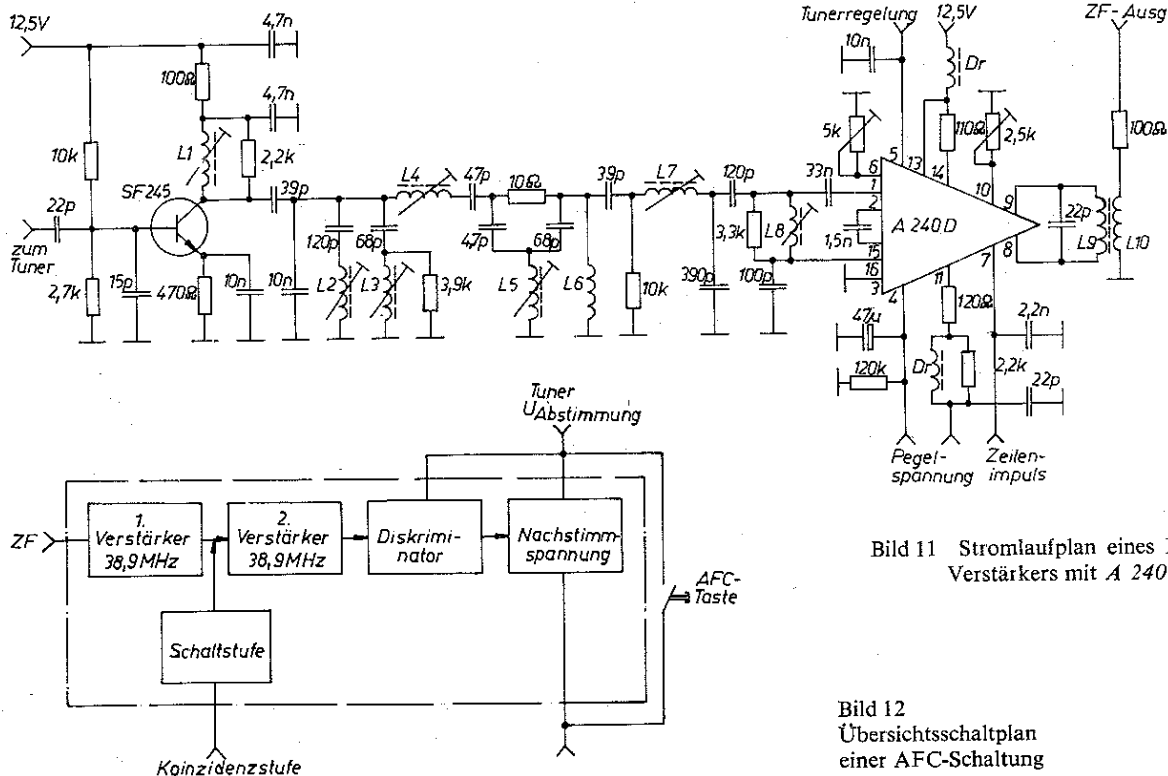


Bild 11 Stromlaufplan eines Bild-ZF-Verstärkers mit A 240 D

Bild 12 Übersichtsschaltplan einer AFC-Schaltung

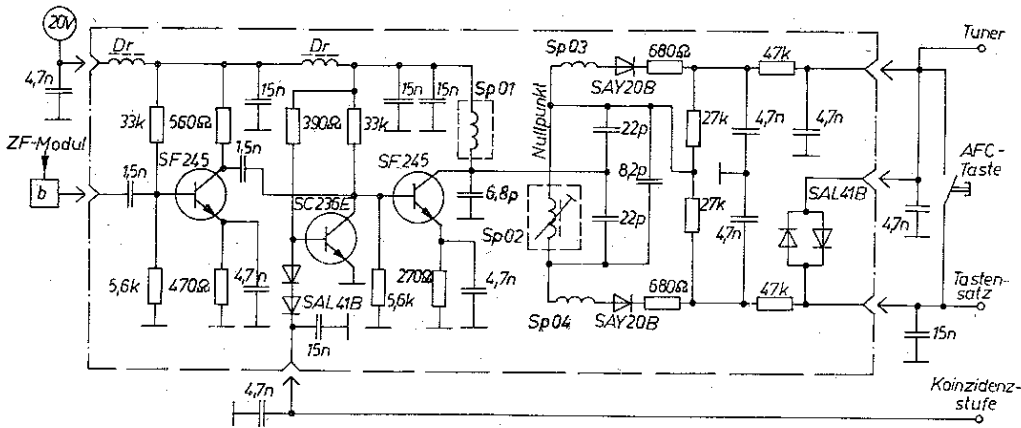


Bild 13
Stromlaufplan der
AFC-Schaltung des
Farbfernsehemp-
fängers Chromat

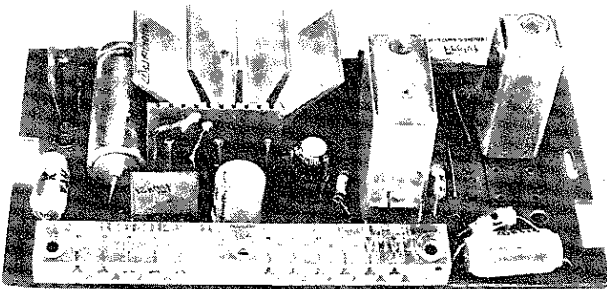


Bild 14 Ansicht des DF-NF-Verstärkers

5.1 A 220 D und A 223 D

Der integrierte Analogschaltkreis *A 220 D* wurde speziell für DF-Verstärker entwickelt. Er benötigt nur eine minimale externe Beschaltung. Der *A 220 D* enthält einen breitbandigen symmetrischen Begrenzerverstärker und einen ebenfalls symmetrischen Koinzidenzdemodulator. Darüber hinaus wurden die Koppelkondensatoren für den Phasenschieberkreis und eine 12-V-Z-Diode integriert. Schließlich enthält die Schaltung einen Transistor zur Kleinsignalverstärkung und eine fernbedienbare Lautstärkeeinstellung mit logarithmischer Charakteristik. Dazu kann ein lineares Potentiometer zwischen Anschluß 5 und Masse geschaltet werden. Da dieses Potentiometer nur von Gleichstrom durchflossen wird, ist die Leitung nicht brummempfindlich. Die Vorteile dieses Schaltkreises liegen in den hervorragenden Begrenzereigenschaften, d. h. in der sehr guten Störspannungsunterdrückung. Der integrierte Schaltkreis *A 223 D* ist eine Weiterentwicklung des *A 220 D*.

Der *A 223 D* hat gegenüber dem *A 220 D* einige Vorteile:

1. zusätzlicher NF-Ausgang, unabhängig von der Lautstärkeeinstellung, für den Anschluß von Magnetbandgeräten;
2. zusätzlicher NF-Eingang zum Anschluß von externen NF-Quellen;

3. konstante NF-Ausgangsspannung in einem Versorgungsspannungsbereich von 10 bis 18 V;
4. unempfindlich gegen verbrummte Versorgungsspannung, daher ist nur noch ein geringer Aufwand an Siebmitteln erforderlich

5.1.1. DF-NF-Modul

Bild 15 zeigt den Stromlaufplan des DF-NF-Verstärkers. Das vom Bild-ZF-Verstärker ausgekoppelte DF-Signal gelangt über ein 2kreisiges Filter auf den Eingang des *A 220 D*. Durch den Begrenzerverstärker wird das Signal verstärkt und dem Koinzidenzmodulator zugeführt. Am Ausgang des *A 220 D* steht dann das NF-Signal zur Verfügung. Das NF-Signal wird über den Lautstärkeregler und das Klangregelnetzwerk dem *A 210 K* (Endverstärker) zugeführt. Dieser Schaltkreis kommt mit einer minimalen Außenbeschaltung aus. An 8 liegt ein RC-Glied zur Einstellung der Gegenkopplung. Zwischen 7 und 16 befindet sich ein Netzwerk, das für Frequenzkompensation und Höhenanhebung erforderlich ist. Über einen Kondensator von 1000 μF wird der Lautsprecher an 16 angekoppelt. Der Lautsprecher sollte einen Widerstand R_L von 4 bis 6 Ω haben.

6. Videoverstärker

Das vom Videodemodulator gelieferte FBAS-Signal wird, wie Bild 16 zeigt, in 2 Kanäle aufgeteilt. Im ersten Kanal wird es als Leuchtdichtesignal (Video- oder Y-Signal) direkt weitergeleitet. Im zweiten Kanal werden aus ihm nach Vorverstärkung und Ausfiltern des Farbsignals durch den Farbdekodeur die Farbdifferenzsignale zurückgewonnen.

Das Leuchtdichtesignal wird im Leuchtdichtesignalverstärker weiter verarbeitet. Er verstärkt das Y-Signal so, daß es entweder direkt zur Ansteuerung der Katode der Farb bildröhre verwendet oder an die RGB-Matrix zur Rekonstruktion der Signale R, G und B angelegt werden kann. In diesem Leuchtdichtekanal ist eine Verzögerungsleitung erforderlich.

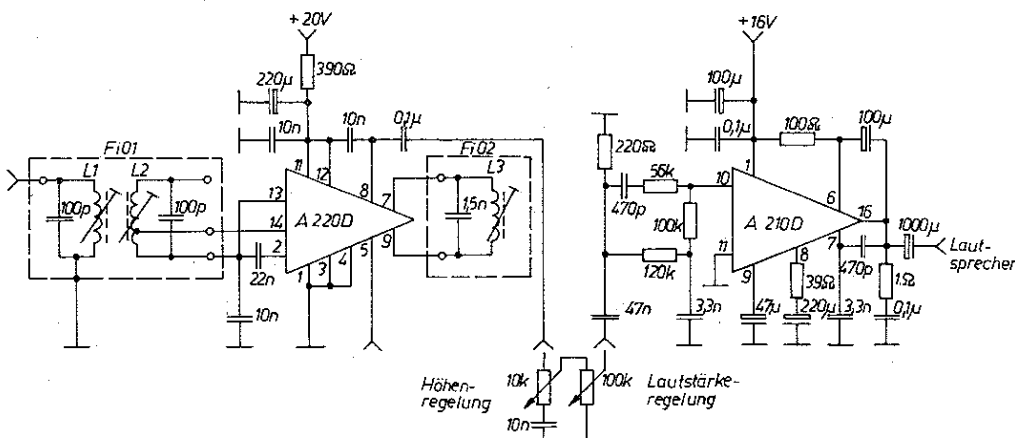


Bild 15
Stromlaufplan des
DF-NF-Verstärkers



Da im Farbfernsehempfänger das Leuchtdichtesignal mit 5 MHz Bandbreite und das Farbartensignal mit 1 MHz übertragen werden, haben beide Signale unterschiedliche Anstiegszeiten. Da beide Signale jedoch zeitlich übereinstimmen sollen, muß das schnellere Leuchtdichtesignal verzögert werden. Die Verzögerung beträgt 0,6 µs

6.1. Leuchtdichtesignalverstärker mit A 270 D

Leuchtdichtesignalverstärker werden genauso wie der Dekoder und die Matrixschaltung mit integrierten Schaltkreisen aufgebaut. Der Schaltkreis A 270 D ist für den Einsatz im Leuchtdichtesignalverstärker des Farbfernsehempfängers vorgesehen. Aber er läßt sich auch im Schwarzweißempfänger verwenden. Wie der Übersichtsschaltplan zeigt, wird er im Farbfernsehempfänger zwischen Videogleichrichter und RGB-Matrix geschaltet. Beim A 270 D können Y-Verzögerungsleitungen beliebiger Impedanz angeschaltet werden. Die Funktionen des A 270 D sind neben der Verstärkung des Y-Signals die Kontrasteinstellung und die Einstellung einer Grundhelligkeit, d. h. des

Schwarzwerts fast unabhängig von Bildinhalts-, Kontrast- und Temperaturveränderungen. Er enthält auch eine Schaltung zur Strahlstrombegrenzung. Außerdem ist im Schaltkreis ein npn-Transistor vorhanden, der es gestattet, beim Übergang vom Farb zum Schwarzweißempfang die Farbträgersperre abzuschalten, um beim Schwarzweißbild eine maximale Bildauflösung erreichen zu können. Aus Bild 17 erkennt man die Baustufenkoppelung sowie die Anschlußbelegung des A 270 D

Praktisch wird der Leuchtdichteverstärker gemeinsam mit dem RGB-Matrix-IS A 230 D/A 231 D und mit den 3 Videoendstufentransistoren auf einer Leiterplatte angeordnet. Bild 18 zeigt den Stromlaufplan der Videoleiterplatte. Das FBAS-Signal wird am Anschluß 3 des Schaltkreises über einen Kondensator von 47 pF kapazitiv eingekoppelt und in einem in Darlington-Schaltung ausgeführten Differenzverstärker verstärkt. Die Kontrasteinstellung, die an diesem Differenzverstärker anliegt, ist aus der Gleichspannung am Anschluß 7 abgeleitet und bewirkt eine lineare Verstärkungsregelung. Das verstärkte BA-Signal läuft über eine Additionsstufe, über die auch der getastete Schwarzwert zugeführt wird, und über Emittterfolger zum Ausgangstreiber am Anschluß 1 sowie über einen Widerstand von 120 Ω zum RGB-Matrix-Schaltkreis A 231 D.

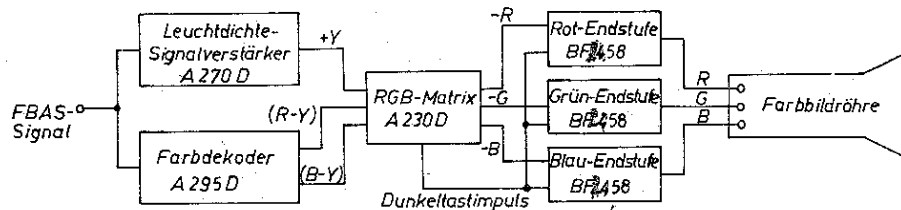


Bild 16
Übersichtsschaltplan
eines Videoteils eines
Farbfernseh-
empfängers

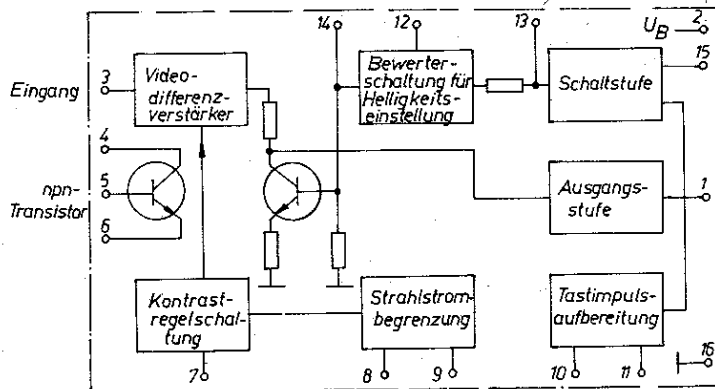
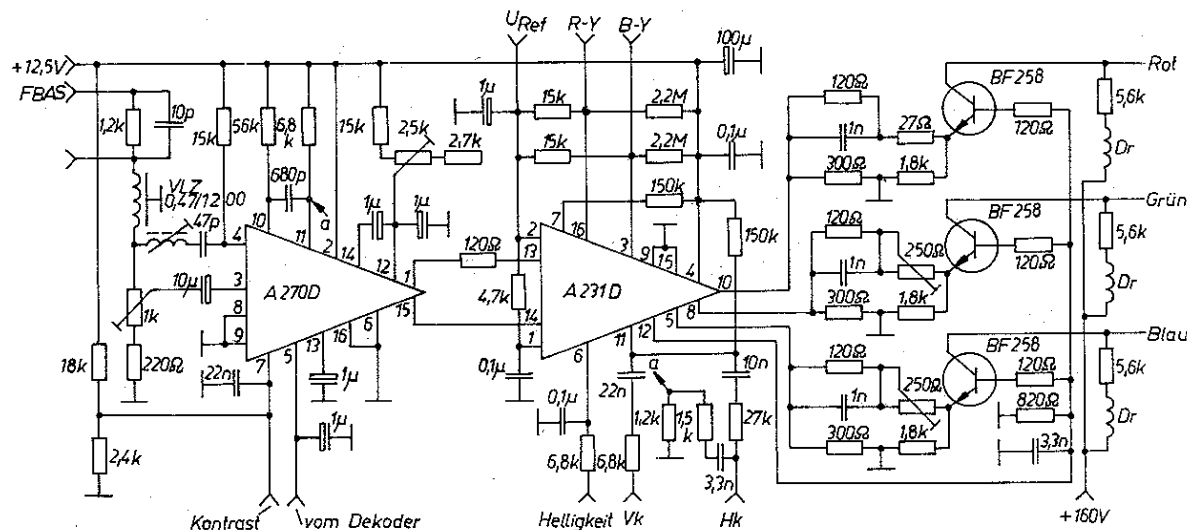


Bild 17 Übersichtsschaltplan des A 270 D

Bild 18 Stromlaufplan des Leuchtdichteverstärkers sowie der RGB-Matrix mit den 3 Endstufen-transistoren BF 258 bzw. BF 458



7. Dekoder

Der in Abschnitt 6 erwähnte zweite Kanal führt zu den Stufen, die die Farbinformation verarbeiten. Sie haben die Aufgabe, das modulierte Farbrägersignal F aus dem FBAS-Signal herauszusieben. Die Farbdifferenzsignale sind zu demodulieren, und beim SECAM-System muß die sequentielle Folge der Farbdifferenzsignale in eine simultane Folge umgewandelt werden. Der Farbkanal ist beim Empfang von Schwarzweiß-Fernsehsendungen zu sperren.

7.1. SECAM-Dekoder

Der prinzipielle Schaltungsaufbau eines Dekoders wird in Bild 19 dargestellt. Über den Videotreibertransistor wird das FBAS-Signal der Glockenstufe des Dekoders zugeführt, die das Farbrägersignal ausfiltert. Es folgt der sogenannte Farbschalter, der den Farbkanal beim Empfang von Schwarzweiß-Sendungen sperrt. Nach dem Farbartverstärker wird der Signalverlauf in einen direkten und in einen um eine Zeilendauer ($64 \mu s$) verzögerten Kanal aufgeteilt. Der verzögerte Kanal enthält dazu eine Laufzeitleitung. Der nachfolgende elektronische Umschalter (Bild 20) hat beim SECAM-System die Aufgabe, die in den beiden Kanälen wechselweise ankommenden geträgerten Farbdifferenzsignale D_B und D_R so zu schalten, daß an einem Ausgang des Dekoders nur D_R und am anderen nur D_B erscheint. Die Aufteilung in einen direkten und einen verzögerten Kanal sowie die Umschaltung auf die beiden Ausgänge liefert aus der sequentiellen Folge eine simultane Folge. Der Umschalter wird von einer Schaltung gesteuert, an die Impulse aus der Horizontalablenkung angelegt werden. Nach dem Umschalter folgen in beiden Kanälen je ein Begrenzer und ein Diskriminator. Die Diskriminatoren sind auf die beiden Farbrägerfrequenzen abgestimmt. Außerdem befindet sich in jedem Kanal eine Video-

Deemphasis, die eine Anhebung hoher Frequenzen auf der Senderseite entzerrt. Am Ausgang stehen nun die beiden demodulierten Farbdifferenzsignale D_R und D_B zur Verfügung.

7.2. A 295 D im SECAM-Dekoder

In dem integrierten Schaltkreis A 295 D sind einige Funktionsstufen eines SECAM-Dekoders zusammengefaßt. Bild 21 zeigt den Übersichtsschaltplan eines Dekoders mit dem A 295 D. Das FBAS-Signal gelangt über die HF-Deemphasis direkt sowie über die Verzögerungsleitung an die Eingänge des Umschalters, die Anschlüsse 3 und 6 des Schaltkreises. Der Umschalter wandelt die sequentielle Signalfolge in eine simultane um. Die umgeschalteten Signale werden dabei zusätzlich verstärkt und begrenzt. Dann gelangen sie auf die eigentlichen Begrenzer. Diese liefern über die Anschlüsse 9 und 16 des Schaltkreises begrenzte Signale für die Demodulatoren mit der erforderlichen Amplitude. Der Umschalter wird durch ein Flip-Flop geschaltet. Dieses wird wiederum durch Zeilenrücklaufimpulse von Zeile zu Zeile umgeschaltet und über die Farbkennungsstufe mit dem Identifikationssignal synchronisiert.

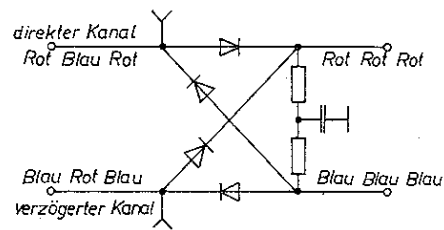
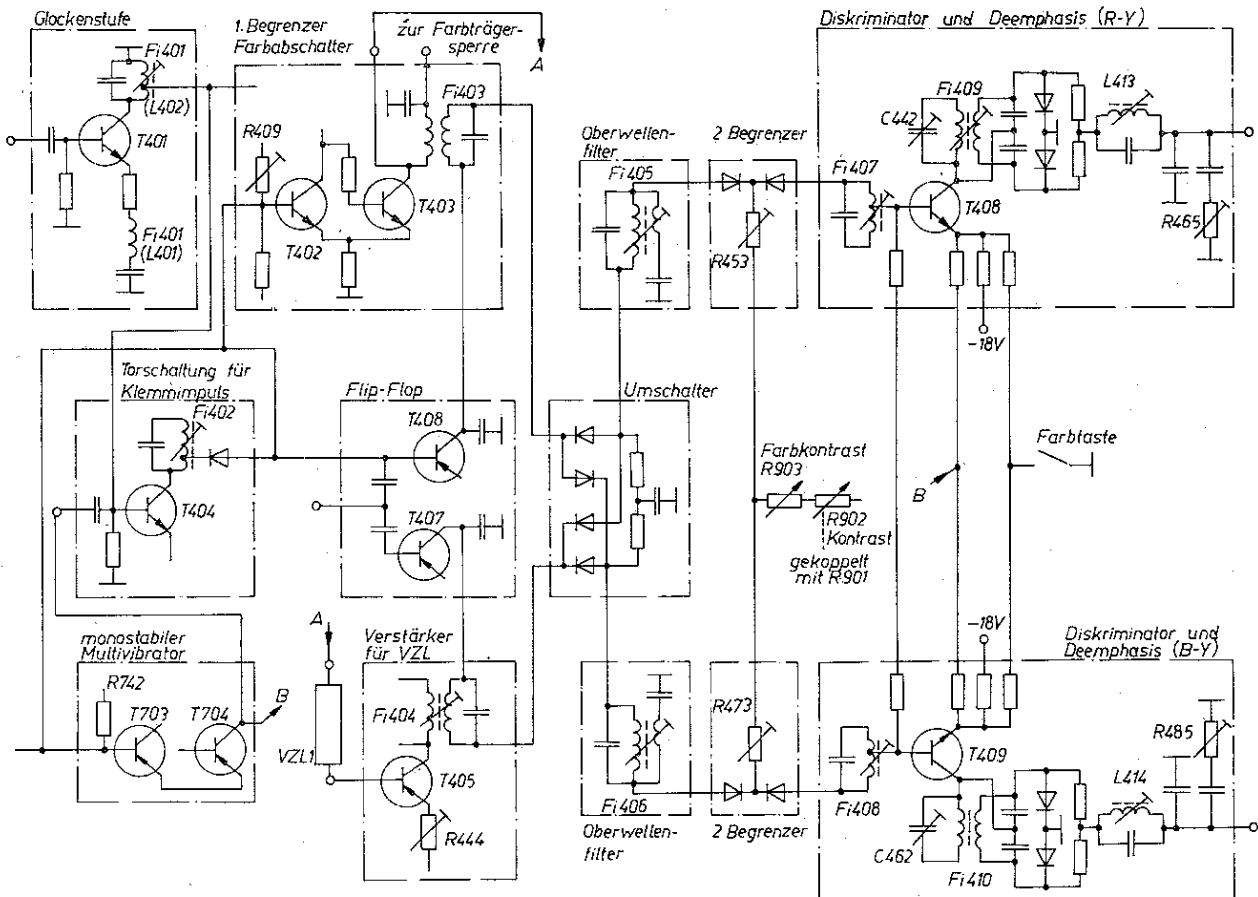


Bild 20 Elektronischer Umschalter eines SECAM-Dekoders

Bild 19 Prinzip eines SECAM-Dekoders



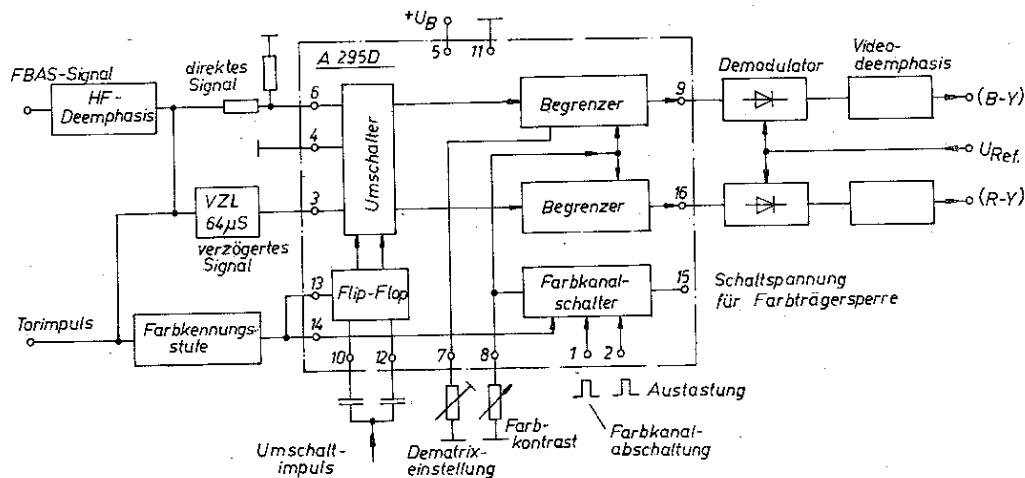


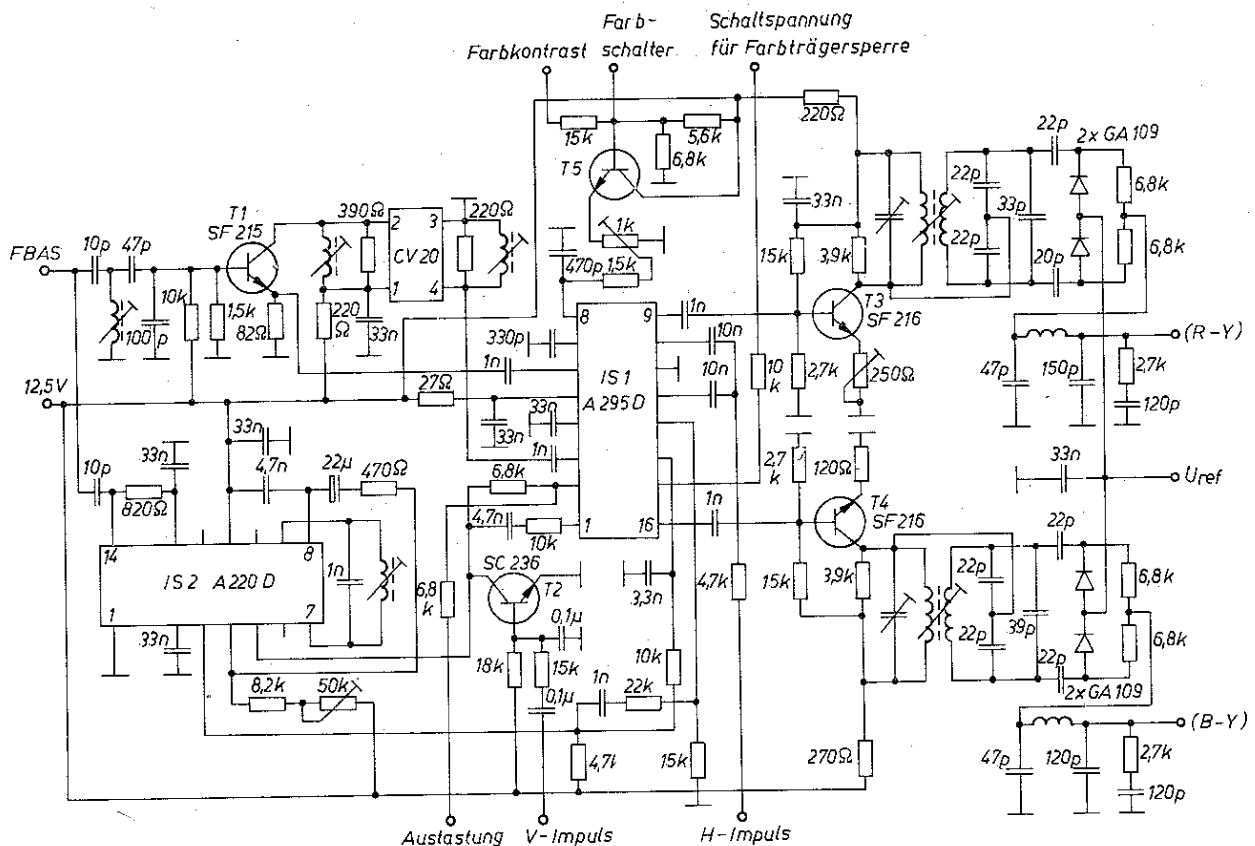
Bild 21
Übersichtsschaltplan
eines SECAM-
Dekoders mit IS

7.3. SECAM-IS-Dekoder

Ein SECAM-Dekoder wird mit *A 295 D* und *A 220 D* aufgebaut. Das FBAS-Signal gelangt über einen Kondensator von 10 pF an die HF-Deemphasis (Glockenstufe). Diese Stufe enthält einen Transistor *SF 215*. Bild 22 zeigt den Gesamtstromlaufplan. Am Kollektor bzw. am Emitter des *SF 215* werden die Signale für den verzögerten bzw. für den direkten Kanal abgenommen. Die Signalverzögerung von 64 µs wird von der Ultraschallverzögerungsleitung *CV 20* bewirkt. Das verzögerte Signal wird nun über einen Kondensator von 1 nF dem Anschluß 3, das direkte Signal über 1 nF dem Anschluß 6 des *A 295 D* zugeführt. Im *A 295 D* werden die Funktionen elektrische Umschaltung, Begrenzung, elektronische Farbtasteinstellung, Farbschaltung und Farbabstimmung während der Austastzeiten realisiert. Das mit Horizontalimpulsen an den Anschlüssen 10

und 12 getriggerte und mit dem Kennimpuls über Anschluß 13 synchronisierte Flip-Flop schaltet den elektronischen Umschalter. Die Begrenzer im *A 295 D* sind nach dem Differenzverstärkerprinzip aufgebaut. Die Ausgangsspannung der Begrenzer wird vom Strom der beiden internen Transistoren T2 und T3 bestimmt. Diese Transistoren erhalten über Anschluß 8 ihre Versorgung, mit der der Farbkontrast eingestellt wird. Die niederohmige Farbkontrasteinstellung bewirkt der Transistor T5 (*SF 215*), dessen Basisspannung sich durch die Farbkontrasteinstellung von Hand verändern läßt. Die Begrenzer sind ge-

Bild 22 Stromlaufplan eines SECAM-Dekoders mit *A 295 D* und *A 220 D*



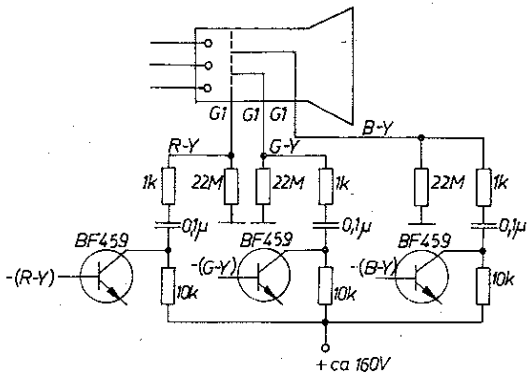


Bild 23 Beispiel der Ansteuerung einer Farbbildröhre mit Farbdifferenzsignalen

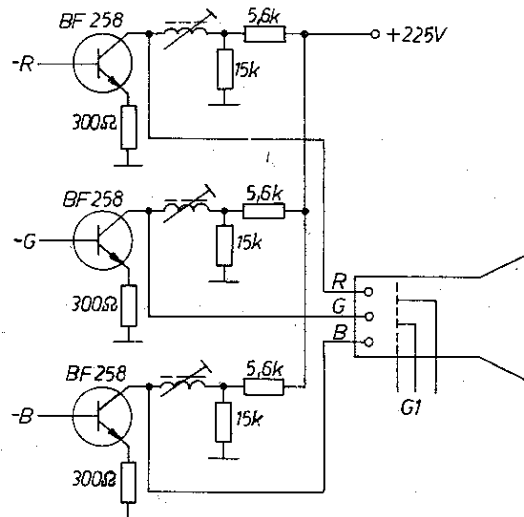
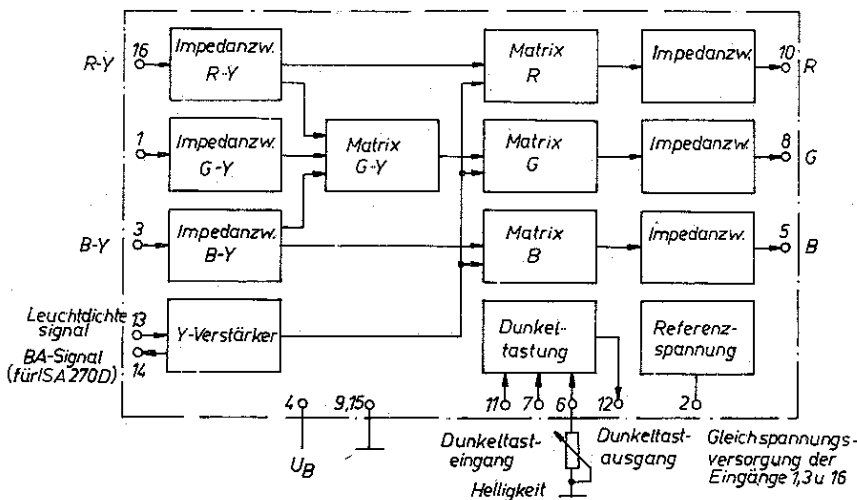


Bild 24
a - RGB-Ansteuerung einer Farbbildröhre; b - Übersichtsschaltplan einer RGB-Matrix



sperrt (Stellung Farbe »aus«), wenn am Anschluß 8 die Spannung kleiner als 0,4 V wird. Dieser Zustand wird bei Nullstellung des Farbkontrastreglers, durch Schließen der Farbtötertaste oder dann erreicht, wenn der interne Transistor T4 durchgeschaltet ist. Die positiven Horizontal- und Vertikalimpulse am Anschluß 2 bewirken also ein Sperren des Farbkanals während der Austastzeiten des Signals.

Die automatische Farbabschaltung arbeitet folgendermaßen: Zu Beginn eines Halbbilds gelangt eine Differentiationsspitze des VK-Impulses vom Transistor T2 (SC 236) an den Anschluß 1 des A 295 D. Das Flip-Flop kippt, so daß die Diode D im IS leitet; T4 schaltet durch, und der Farbkanal wird gesperrt. Liegt eine Schwarzweiß-Fernsehung vor, so gelangt kein weiterer Impuls zum Flip-Flop, und der Farbkanal bleibt gesperrt. Beim Empfang einer Farbsendung folgt 7 Zeilen nach Beginn des Halbbilds der positive Kennimpuls, der über Anschluß 14 des A 295 D das Flip-Flop zurückkippt, so daß der Farbkanal geöffnet wird.

Über Emitterfolgerstufen werden die Farbdifferenzsignale für Blau und Rot an den Anschlüssen 9 und 16 des A 295 D angekoppelt.

8. RGB-Matrix

Die Dematrixierungsstufe übernimmt die Rückgewinnung der Farbwertsignale RGB aus den senderseitig gebildeten Farbdifferenzsignalen D_R und D_B und aus dem Leuchtdichtesignal Y. Bei der Ansteuerung der Farbbildröhre kann man 2 Wege gehen. Bei der Schaltung nach Bild 23 liegen die Farbdifferenzsignale an den Gittern der Röhre. Dabei wird das grüne Farbdifferenzsignal G-Y in einer Widerstandsmatrix aus D_R , D_B und Y gewonnen. Beim zweiten Weg werden die Primärfarbsignale R, G und B gewonnen und mit ihnen die Katoden der Farbbildröhre

angesteuert. Dazu werden das Leuchtdichtesignal Y sowie die Farbdifferenzsignale D_R und D_B der Matrixschaltung zugeführt. Darauf folgt für jede Farbe ein Verstärker, der die jeweilige Katode der Farbbildröhre ansteuert. Bild 24a zeigt als Beispiel für eine RGB-Ansteuerung eine Schaltung mit 3 Transistoren BF 258.

8.1. RGB-Matrix mit A 230 D

Der integrierte Schaltkreis A 230 D ist ein spezieller Schaltkreis für Farbfernsehempfänger zur Bereitstellung der Farbsignale Rot, Grün und Blau aus dem senderseitig übertragenen Leuchtdichtesignal Y sowie aus den beiden Farbdifferenzsignalen (R-Y) und (B-Y). Er enthält außerdem eine Dunkel-tastenschaltung. Bild 24b zeigt den Übersichtsschaltplan.

Das Signal (R-Y) wird dem Anschluß 16 des A 230 D zugeführt und das (B-Y)-Signal dem Anschluß 3. Um die Dekoderausgänge möglichst wenig zu belasten, wurden die Farbdifferenzsignaleingänge als Darlington-Schaltung ausgebildet. Der Anschluß 1 des Schaltkreises ist lediglich ein den Farbdifferenzsignaleingängen äquivalenter Gleichspannungseingang. Die 3 Eingangssignale werden über Differenzverstärker um den Faktor 2,5 verstärkt sowie die Signale (R-Y) und (B-Y) dabei noch um 180° in der Phase gedreht. Dadurch erscheinen sie als negative Signale an den Kollektoren der Differenzverstärker. Das (G-Y)-Signal entstand bereits als negatives Signal, so daß es nur phasengleich verstärkt zu werden braucht. Über den Anschluß 13 wird das Leuchtdichtesignal in die Differenztransistoren eingespeist, und zwar mit einer solchen Amplitude, daß die 3 Matrixgleichungen erfüllt werden.

$$\begin{aligned} -(ER - EY) - EY &= -ER, \\ -(EB - EY) - EY &= -EB, \\ -(EG - EY) - EY &= -EG \end{aligned}$$

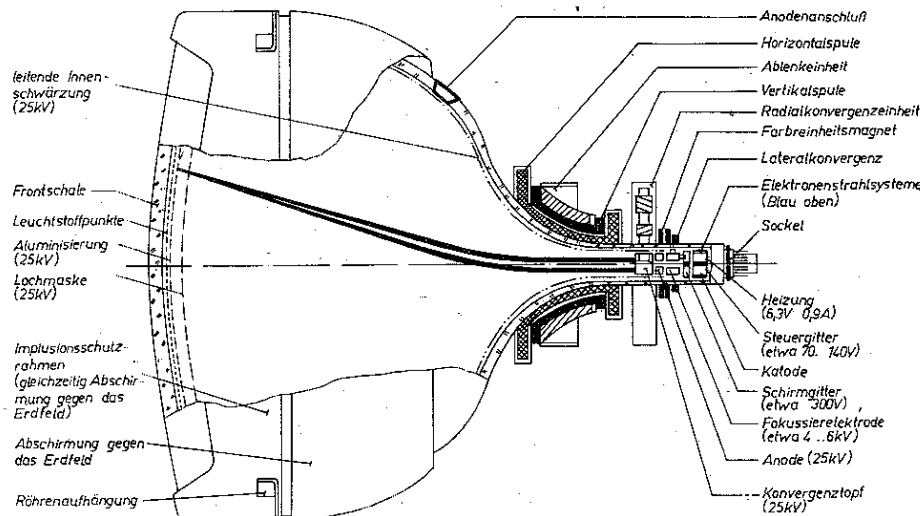


Bild 25
 Schnittdarstellung
 einer Lochmasken-
 farbbildröhre

9. Bildröhre

In den heute gebräuchlichen Farbfernsehgeräten überwiegen noch Lochmaskenröhren. Zunehmend wird jedoch, besonders in hochwertigen Geräten, die Schlitzmaskenröhre (In-line-Bildröhre) eingesetzt.

9.1. Lochmaskenröhre

Der Leuchtschirm der Lochmaskenröhre besteht aus einer Vielzahl sehr kleiner, in Dreiergruppen angeordneter Leuchtstoffpunkte für die Primärfarben Rot, Grün und Blau. Bild 25 zeigt den Aufbau der Lochmaskenröhre. In verhältnismäßig geringem Abstand hinter dem Leuchtschirm befindet sich die Lochmaske, ein dünnes Blech, das für jede Leuchtstoff-Dreiergruppe in genauer Zuordnung ein Loch enthält. Der Hals der Lochmaskenröhre enthält 3 getrennt steuerbare Elektronenstrahl-erzeugungssysteme, die symmetrisch zur Bildröhrenachse, jeweils um 120° versetzt, in leichter Schrägstellung angeordnet sind. Die 3 Elektronenstrahlen werden gemeinsam in der üblichen Technik abgelenkt. Bild 26 zeigt Schaltung und Steuerung der Lochmaskenröhre. Diese Farbbildröhre ist in 90°-Ablenktechnik mit statischer Fokussierung und mit magnetischer Ablenkung und Konvergenz aufgebaut. Die Katoden, die Steuer- sowie die Schirmgitter sind getrennt herausgeführt und die Fokussierelektroden intern zusammengeschaltet. Am Anodenanschluß liegen die Anoden der Strahlerzeugungssysteme, der Innenbelag des Kolbens, die Lochmaske und die Leuchtschirmaluminisierung.

Um den starken Elektronenverlust an der Lochmaske wenigstens z. T. auszugleichen, werden die heute gebräuchlichen Lochmaskenröhren mit einer Anodenspannung von etwa 25 kV und einem Gesamtanodenstrom bis 1,5 mA betrieben. Zur elektrostatischen Fokussierung ist bei einer 61-cm-Farbbildröhre eine Spannung zwischen 4,5 und 5,5 kV erforderlich.

Die Strahlerzeugungssysteme können, wie bei Schwarzweiß-bildröhren, an den Katoden und an den Steuergittern gesteuert werden.

Bei der Lochmaskenröhre sind die 3 Strahlerzeuger am Umfang eines Zylinders angeordnet (Bild 27a). Um die von ihnen ausgehenden Elektronen in allen Orten der Bildfläche zur Konvergenz zu bringen, würde man ein rotationssymmetrisches, völlig anastigmatisches Ablenkensystem brauchen. Ein solches aber gibt es bis heute nicht. Um dennoch Konvergenz der Strahlen zu erhalten, korrigiert man die Fehler durch 3 vor dem Hauptablenk-system angebrachte Ablenkspulen mit stark astigmatischen Eigenschaften, *Konvergenzeinheit* genannt. Damit diese Ablenk-

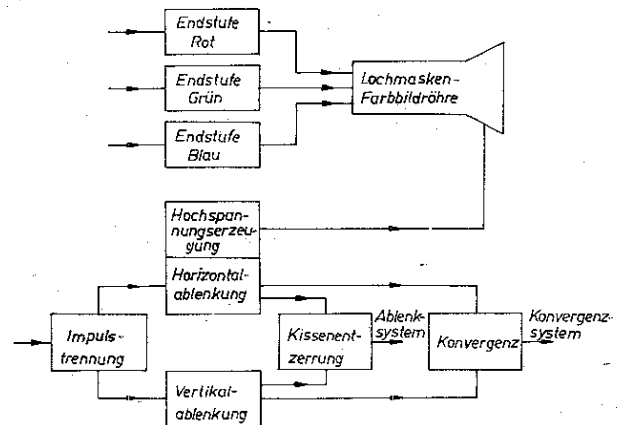


Bild 26 Übersichtsschaltplan des Bildwiedergabeteils eines Farbfernsehempfängers mit Lochmaskenröhre

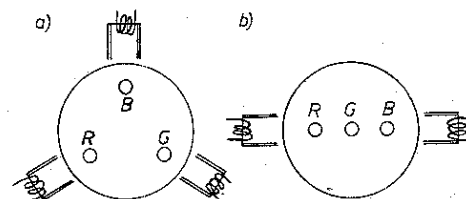


Bild 27 a – Strahlerzeuger und Konvergenzeinheit bei der Lochmaskenröhre; b – Strahlerzeugung und Konvergenzeinheit bei der In-line-Röhre

spulen in den 3 Richtungen korrigierend auf die Elektronenstrahlen wirken, müssen sie mit horizontal- und vertikal-frequen-ten Strömen entsprechender Kurvenform gespeist werden. Das erfordert einen erheblichen Schaltungsaufwand.

9.2. In-line-Bildröhre

Bei der In-line-Röhre liegen die 3 Strahlerzeuger auf einer Linie (Bild 27 b), wobei die Lage des mittleren Strahlerzeugers mit dem Bildmittelpunkt zusammenfällt. Müssen bei der Lochmaskenröhre alle 3 Strahlen (R, G und B) konvergiert werden, so ist dies bei der In-line-Anordnung nur für die beiden äußeren Strahlen (R und B) nötig. Folglich kann eine der 3 Konvergenzspulen samt zugehöriger Schaltung eingespart werden. In hochwertigen Farbfernsehgeräten werden jetzt die Präzisions-In-line-Farbbildröhren *A 56-701 X* und *A 67-701 X* eingesetzt. Das sind selbstkonvergierende Dünnhalsbildröhren mit 110° Ablenkwinkel in S-4-Technik. Bei diesen Bildröhren wird die Ablenkeinheit schon bei der Herstellung fest auf dem Hals der Bildröhre befestigt. Damit werden gute Farbreinheit, Konvergenz und Nord-Süd-Rasterkorrektur erreicht. Die Fokussierelektrode des Strahlensystems ist in Hochvolttechnik ausgeführt. Diese In-line-Röhren werden mit einer RGB-Video-Endstufe betrieben. Eine Ansteuerung mit Farbdifferenzsignalen ist nicht möglich, da diese Röhren nur ein gemeinsames Steuer- und Schirmgitter aufweisen.

10. Ablenkschaltungen

Zur Synchronisierung der Generatoren für horizontale und vertikale Ablenkung ist, wie bei Schwarzweiß-Fernsehempfängern, eine Abtrennung des Synchronsignals vom FBAS-Signal erforderlich. Außerdem müssen die Vertikalimpulse aus den Zeilenimpulsen herausgesiebt werden. Das bewirkt das Amplitudensieb. Die im Amplitudensieb vom Bildinhalt befreiten Synchronimpulse steuern die Oszillatoren für Vertikal- und Horizontalablenkung. Gegenüber einem Schwarzweißempfänger kommen Konvergenzkorrektur, elektronische Kissenentzerrung des Bildrasters und eine gesonderte Hochspannungsvorsorgung hinzu. Obwohl das Prinzip der Ablenkung unverändert beibehalten wurde und obwohl die (Lochmasken-)Farbbildröhre nur einen Ablenkwinkel von 90° hat, werden von den Endstufen für Horizontal- und Vertikalablenkung höhere Leistungen gefordert als beim Schwarzweiß-Fernsehempfänger. Der Helligkeitsverlust durch die Lochmaske in der Farbbildröhre erfordert eine erhöhte Anodenspannung (25 kV) und einen vergrößerten Strahlstrom (1,5 mA).

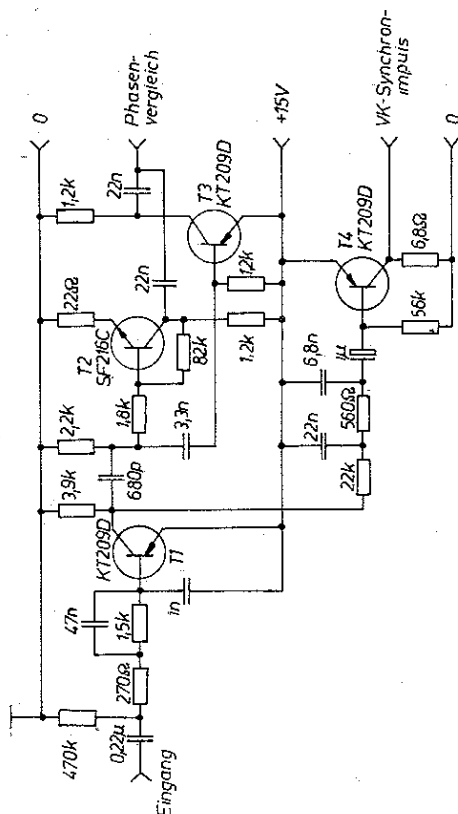


Bild 28 Amplitudensieb mit Vertikalimpulsverstärker nach FFS Chromat

10.1. Amplitudensieb

Das Amplitudensieb trennt die Synchronimpulse vom Bildinhalt (Videosignal, Leuchtdichtesignal) und verhindert eine Beeinflussung der Synchronisation der Ablenggeneratoren durch den Bildinhalt.

Das FBAS-Signal wird an der Videotreiberstufe abgenommen und gelangt zunächst auf den als Amplitudensieb wirkenden pnp-Transistor *KT 209 D*, an dessen Kollektor die vom Bildinhalt getrennten Horizontal- und Vertikalimpulse zur Verfügung stehen. Um die Impulse für den Phasenvergleich der Horizontalstufe bereitzustellen, formen 2 Transistoren, die als komplementäres Paar ausgebildet sind, die Impulse. Der npn-Transistor *SF 216 c* liefert den negativen Impulsstrom, der pnp-Transistor *KT 209 K* den positiven Impulsstrom. Bild 28 zeigt ein solches Amplitudensieb. Der Vertikalsynchronimpuls wird am Kollektor des *KT 209 D* abgenommen und über ein Integrationsglied der Vertikalimpulsverstärkerstufe zugeführt, die einen Transistor *KT 209 D* enthält. Der Phasenvergleich ist in der bekannten Schaltung mit 2 Dioden *SAY 17* ausgeführt.

10.2. Vertikalablenkung

Transistorisierte Vertikalendstufen benötigen im Gegensatz zu Röhrenschaltungen keinen Ausgangstransformator mehr. Die Ablenkspulen werden direkt angeschlossen. In den Endstufen setzt man komplementäre Transistorpaare oder integrierte Schaltungen ein.

10.2.1. Vertikalablenkschaltung mit IS

Vertikalablenkschaltungen werden gegenwärtig meist mit IS aufgebaut. Bild 29 zeigt den Übersichtsschaltplan eines VK-Moduls. Der Generator ist »transformatorlos«; ein komplementäres Transistorpaar (*SS 216* und *KT 208 B*) arbeitet als eisenloser Sperrschwinger. Die Generatorfrequenz wird über den Basisspannungsteiler des Transistors *KT 208 B* eingestellt. Bild 30 zeigt den Stromlaufplan. Synchronisiert wird der Generator mit dem VK-Impuls, den der Generator nach Verstärkung durch einen Vertikalimpulsverstärker über eine Diode *SAY 30*

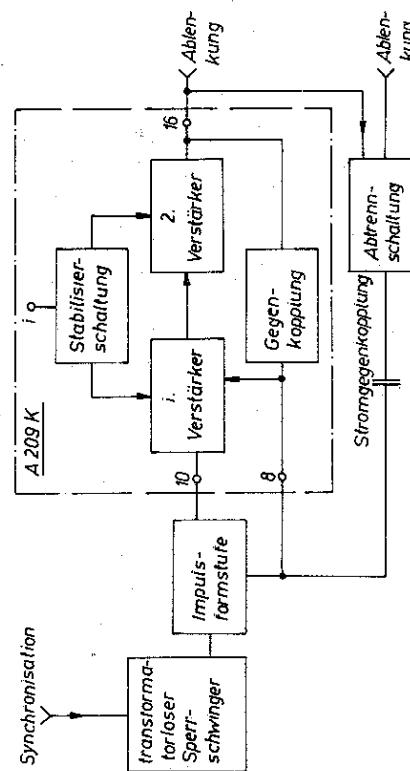


Bild 29 Übersichtsschaltplan einer Vertikalablenkung mit A 204 K

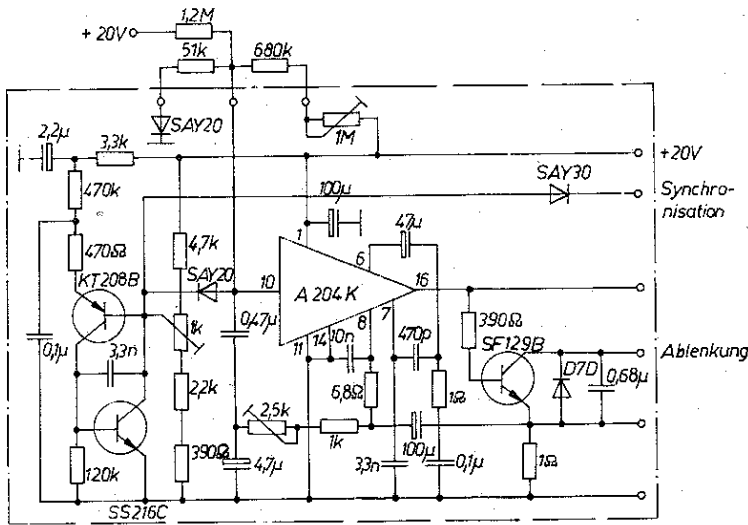
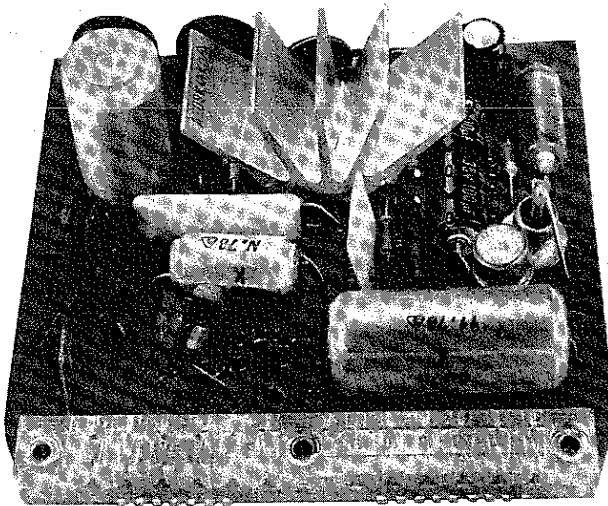


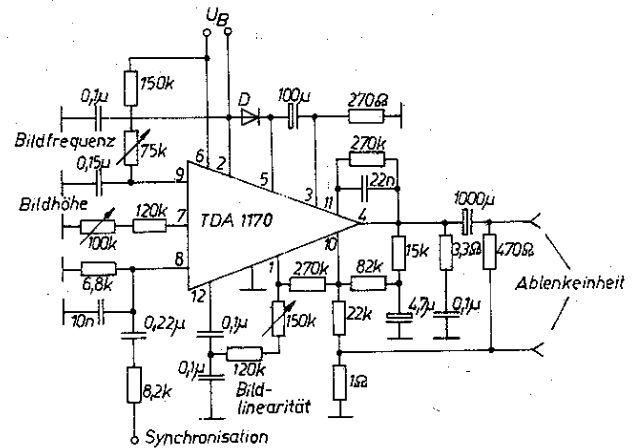
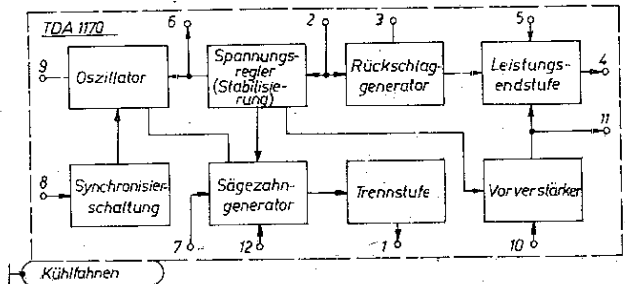
Bild 30 a – Stromlaufplan der Vertikalablenkung mit eisenlosem Sperrschwinger und A 204 K in der Endstufe; b – Ansicht einer Vertikalablenkung nach Bild 30a



zugeführt erhält. Die für die Ansteuerung benötigte annähernd sägezahnförmige Spannung wird durch Aufladen des Kondensators von $0,47 \mu\text{F}$ durch die Betriebsspannung während des Hinlaufs und Entladen während des Rücklaufs durch den vom Sperrschwinger gebildeten negativen rechteckigen Impuls gewonnen. Über den Ladewiderstand kann so die Amplitude der Sägezahnspannung und damit die Bildhöhe eingestellt werden. Die Diode SAY 20 zwischen Generator und Anschluß 10 des IS wirkt als Entkopplung. Die nun folgende Treiber- und Endstufe ist mit dem A 204 K bzw. dem Nachfolgetyp A 209 K bestückt. Der Lastwiderstand wird in dieser Ausführung von Vertikalablenkstufen eisenlos angekoppelt. Während des Rücklaufs tritt durch die Stromveränderung an der Induktivität der Ablenkspulen eine Spitzenspannung auf, für die die Endstufe des A 204 K (A 209 K) nicht ausgelegt ist. Deshalb wird der Stromkreis über eine Abtrennschaltung mit dem Transistor SF 129 B und mit der Diode D 7 D während des Rücklaufs aufgetrennt. Die Rücklaufspannung entsteht über den Kondensator von $0,68 \mu\text{F}$, der in Verbindung mit der Induktivität der Ablenkspulen einen die Rücklaufzeit bestimmenden Schwingkreis bildet. Die Diode D 7 D muß wegen des erforderlichen geringen Flußspannungsabfalls ein Germaniumtyp sein. Die optimale Gesamtlinearität wird mit dem Einstellpotentiometer von $2,5 \text{ k}\Omega$ eingestellt. Am Anschluß 8 des IS wird gleichzeitig eine Stromgegenkopplung realisiert. Durch die hohe Verstärkung des IS arbeitet die Schaltung damit praktisch als Konstantstromgene-

Bild 31 Übersichtsschaltplan des TDA 1170

Bild 32 Stromlaufplan der Vertikalablenkung mit TDA 1170. Dieser IS benötigt keinen getrennten Sperrschwinger



rator, so daß auf die Anwendung eines TK-kompensierten Ablenkensystems verzichtet werden kann. Modernere integrierte Schaltkreise benötigen keinen getrennten Generator mehr. Wie Bild 31 zeigt, ist der integrierte Schaltkreis TDA 1170 mit allen Baustufen versehen, die für eine moderne Vertikalablenkschaltung erforderlich sind. Bild 32 zeigt die Besetzung der IS mit allen erforderlichen Bauelementen.

10.3. Horizontalablenkung

Auch die Horizontalablenkung steht im Zeichen des fortschreitenden Einsatzes sowohl von Halbleiterbauelementen als Einzeltransistoren in den Leistungsstufen wie auch von solchen als integrierte Schaltkreise. Mit der Transistorisierung der Horizontalendstufe war dabei durchaus nicht der letzte Schritt getan. Auf

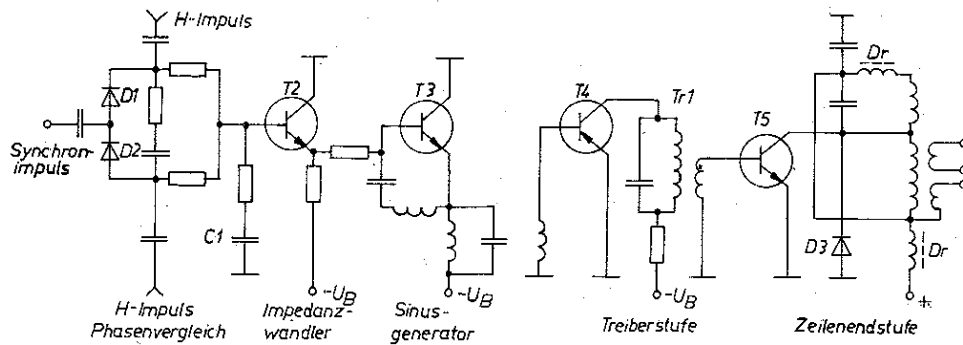


Bild 33
Prinzip einer Horizontalablenkung

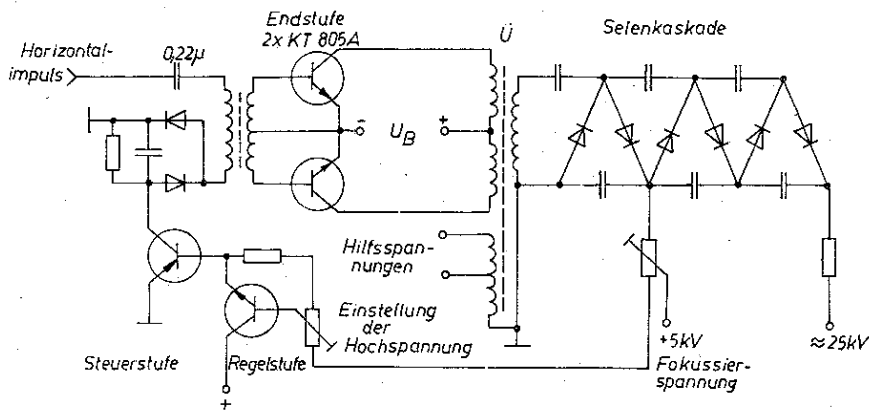


Bild 34
Prinzip einer Hochspannungsstufe nach Color 20

der Suche nach einer zuverlässigen Stromversorgung, die alle Stufen des Empfängers mit den nötigen Betriebsspannungen versorgt und gleichzeitig bei Überlastung oder Kurzschluß aber den Empfänger und sich selbst schützt, bot sich als zuverlässige Lösung die Thyristorschaltanlage an. Erst in letzter Zeit ist es gelungen, ein Thyristorschaltnetzteil mit nur einem Thyristor zu entwickeln, das als zentrale Stromversorgung arbeitet, gleichzeitig aber auch die hohe Zuverlässigkeit der Thyristoren ausnutzt

10.3.1. Transistorisierte Horizontalablenkung

Durch Einführung des Transistors gelang es, die Gesamtleistung für die Horizontalablenkung auf die Hälfte zu reduzieren. Durch den Einsatz eines niederohmigen Ablenssystems kann der Zeilentransformator entfallen. Die Prinzipschaltung nach Bild 33 zeigt eine Horizontalablenkung vom Amplitudensieb gelangt das Synchronsignal nach der Differentiation an die Phasen- und Frequenzvergleichsstufe. Dieser Stufe wird außerdem ein positiver und ein negativer Impuls von der Endstufe zugeführt. Im Phasendiskriminator wird der Abgleich der Lage der Synchronimpulse mit der des Zeilenrücklaufimpulses vorgenommen. Dabei erhält bei unterschiedlicher Phasenlage der Kondensator C1 in jeder Periode der Zeilenfrequenz eine impulsförmige Ladung, aus der sich durch Integration eine Gleichspannung (Regelspannung) für den Sinusgenerator mit T3 ergibt. Bei gleicher Frequenz und Phase ist der mittlere Strom durch die Dioden D1 und D2 hingegen entgegengesetzt gleich, und der Kondensator C1 wird nicht aufgeladen.

Auf eine Temperaturkompensation des Sinusgenerators mit einem Thermistor konnte verzichtet werden, da der Regelverstärker T2 diese Funktion weitgehend mit übernimmt. Über eine zusätzliche Koppelwicklung der Generatorspule wird die Treiberstufe mit T4 direkt angesteuert.

Unter Berücksichtigung der verwendeten Bildröhre 61LK 3 mit zugehörigem Ablenssystem ist der Zeilenendstufentransistor T5 ein KU 608. Die Zeilenendstufe ist in Spardiodenschaltung mit direkt angeschlossenem niederohmigen Ablenssystem (etwa 75 μ H) ausgeführt. Der zum Ablenssystem parallelgeschaltete Übertrager erzeugt die Impulsspannungen für die Dunkelastung, für den Dekoder und für die gesteuerte Regelung.

10.4. Hochspannungserzeugung

Die Farbbildröhre benötigt, bedingt durch die hohe Betriebsspannung von 25 kV und den hohen Strahlstrom vom 1,5 mA, eine beträchtliche Hochspannungsleistung. Neben der Hochspannung wird noch die Schirmgitterspannung von etwa 600 V, die Fokussierspannung von etwa 5 kV sowie die Betriebsspannung für die 3 Videoendstufen gewonnen. Die Gesamtleistung beträgt rund 50 W. Die Trennung der Hochspannungsstufe von der Ablenstufe bringt eine Reihe von Vorteilen mit sich.

Ein hochohmiger Spannungsteiler, dessen Fußpunkt auf einer konstanten Vergleichsspannung liegt, erzeugt die Regelspannung zur Stabilisierung der Hochspannung sowie die Fokussierspannung. Eine Stabilisierung der Hochspannung ist notwendig, um Geometrie- und Rasterabweichungen klein zu halten. Bild 34 zeigt eine transistorisierte Hochspannungserzeugung. Sie besteht aus Steuerstufe, Gegentaktendstufe, Hochspannungsgleichrichter, Spannungsteiler und Regelstufe. Ein von der Zeilenendstufe bereitgestellter Impuls wird in den Treibertransformator eingespeist und in eine Sinusschwingung umgewandelt. Der Treibertransformator steuert nun die Gegentaktendstufen, durch die im Hochspannungstransformator sekundärseitig etwa 5 kV erzeugt werden. Eine Selenkaskade (Spannungsvervielfacherschaltung) stellt dann die 25 kV bereit. Eine Regelspannungsstufe, die ihre Vergleichsspannung aus den Hochspannungsteilern erhält, bewirkt eine konstante Hochspannung. Außerdem wird die Schirmgitterspannung für die Farbbildröhre von 600 V sowie die Betriebsspannung für die RGB-Endstufen von 160 V bereitgestellt.

10.5. Konvergenz

In der Lochmaskenbildröhre zeichnet jedes Elektrodensystem auf dem Leuchtschirm ein farbiges Raster. Alle 3 werden übereinandergeschrieben und ergeben durch Summierung das farbige Bild. Wichtig ist, daß die 3 Raster genau übereinander liegen, damit keine Farbränder entstehen.

Um diese Fehler auszugleichen, sitzt auf dem Bildröhrenhals zusätzlich zur Ablenkeinheit die Konvergenzeinheit. Sie besteht aus 3 Magnetjochen, die gegeneinander um 120° versetzt angeordnet sind. Bei der Konvergenz unterscheidet man die statische Konvergenz, die die Herstellungsfehler ausgleicht. Die dynamische

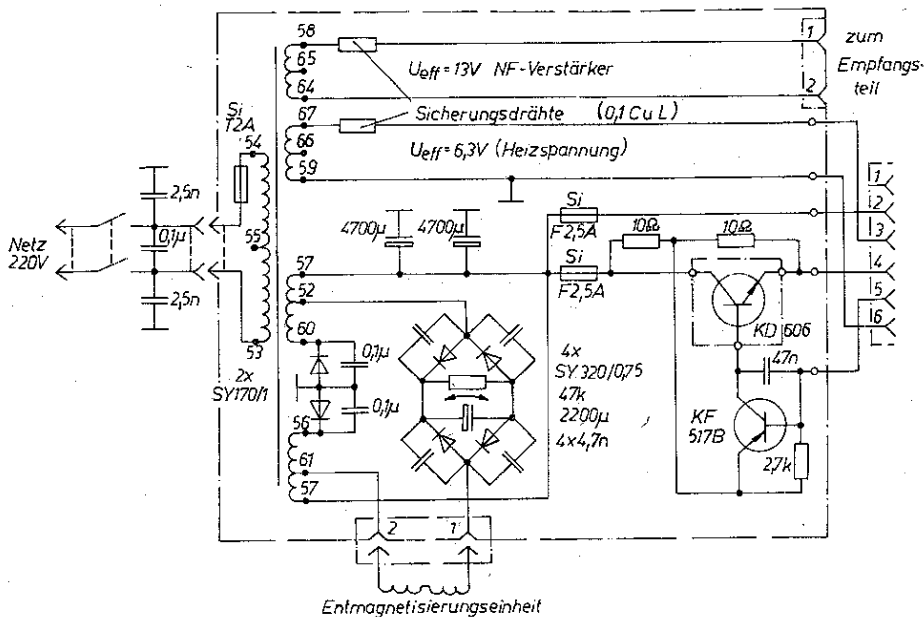


Bild 35
Stromlaufplan des
Netzteils N 102 des
Farbfernsehgerätes
Chromat

sche Konvergenz soll Trapezfehler, die durch nicht genau angeordnete Strahlensysteme entstehen, und Kissenfehler durch den etwa doppelt so großen Krümmungsradius des Bildschirms gegenüber dem Ablenkradius korrigieren. Die Konvergenzeinheit ist ein einheitlicher Steckbaustein für alle Farbfernsehgeräte der laufenden DDR-Produktion mit Lochmaskenröhre. Bei Austausch oder Bildröhrenwechsel sind Farbreinheit und Konvergenz neu einzustellen. Für diese Farbfernsehgerätypen gibt es in den entsprechenden Serviceanleitungen genaue Einstellanweisungen für Farbreinheit und Konvergenz, nach denen man sich richten sollte

11 Stromversorgung

Farbfernsehempfänger benötigen für die verschiedenen Baugruppen unterschiedlich große Schienenspannungen. Bild 35 zeigt die Netzteilplatte, wie sie im Chromat eingesetzt wird. Der Netztransformator ist für eine Primärspannung von 110 bis 220 V ausgelegt. Sekundärseitig stehen folgende Spannungen zur Verfügung:

- 1 Eine Spannung von 13 V stellt nach der Gleichrichtung durch einen Graetz-Gleichrichter (B 20 C 500) am Ladekondensator eine Gleichspannung von etwa 16 V für die Spannungsversorgung des NF-Verstärkers bereit.
- 2 Für die Heizspannung der Bildröhre stehen in der zweiten Wicklung 6,3 V zur Verfügung
- 3 Die dritte Wicklung des Transformators liefert eine Spannung, die nach der Gleichrichtung 42 V hat. Gesiebt wird durch Kondensatoren mit einer Gesamtkapazität von 10000 µF. Diese Spannung wird der Hochspannungsendstufe zugeführt. Die übrigen Baugruppen des Empfängers erhalten Spannungen von 30, 20 und 12,5 V, die durch die Reihenschaltung von 3 Längsregeltransistoren stabilisiert werden. Die 3 in Reihe geschalteten Längsregeltransistoren, der KD 606 für die 30-V-Spannung, der BD 355 für die 20-V-Spannung und der BD 136 für die 12,5-V-Spannung, sind wegen des nahezu konstanten Stromes durch Parallelwiderstände entlastet. Alle 3 Regelstrecken sind kurzschlußfest

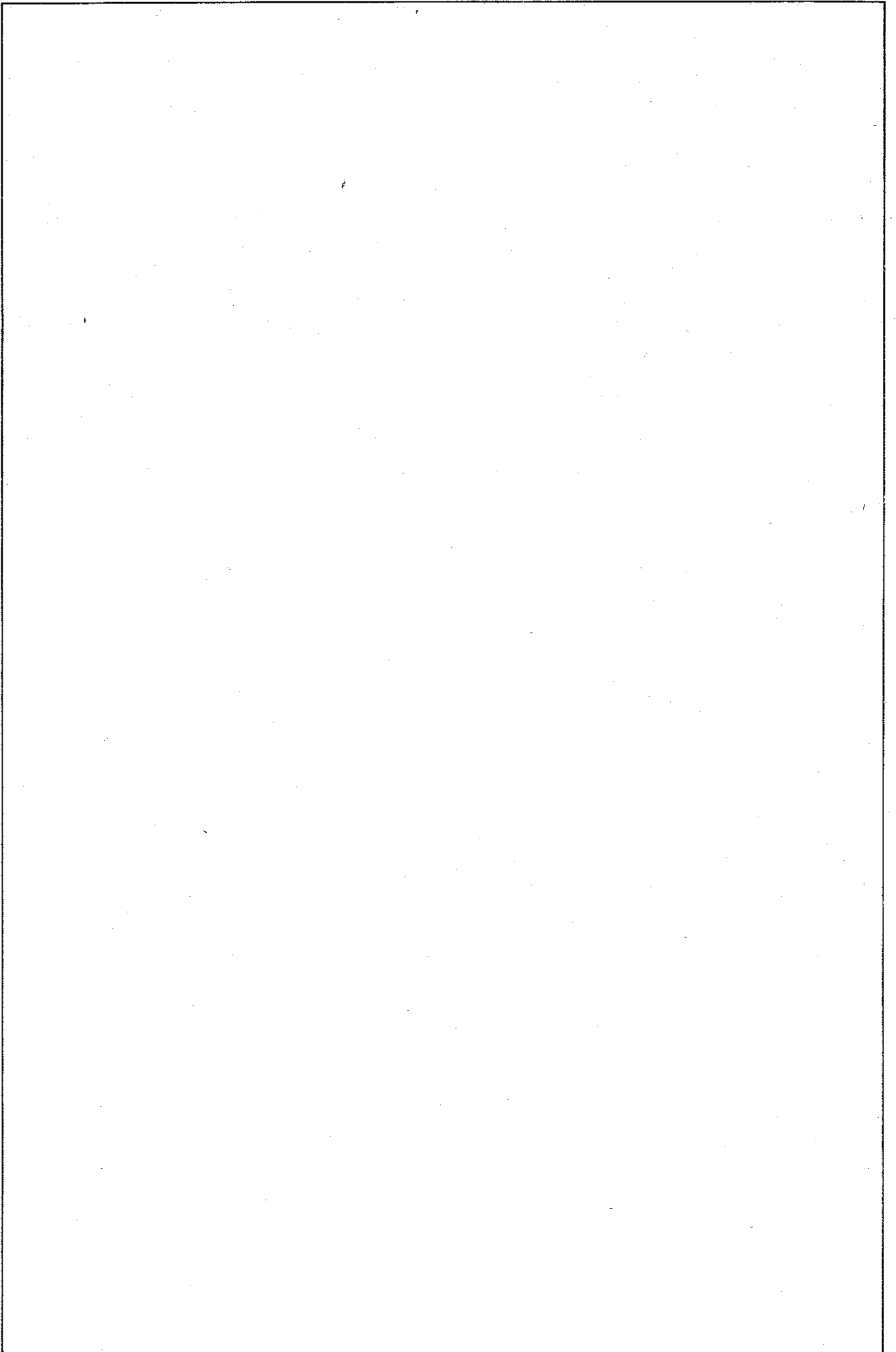
11.1 Schaltnetzteile

Netzteile mit Netztrennung [8] bieten für den Gesamtaufbau eines Farbfernsehempfängers große Vorteile. Der Antennenan-

schluß kann direkt angeschlossen werden; der Einbau der Videobuchse und Anschlüsse für Magnetbandgerät und Kopfhörer sind ohne Zusatzaufwand möglich. Die Schaltung des Netzteils arbeitet nach dem Prinzip des nicht synchronisierten Sperrwandlers. Die gleichgerichtete Netzwechselfspannung gibt dem Ladekondensator eine Gleichspannung von 290 V. Für den Betrieb der Horizontalendstufe benötigt man eine Spannung von 155 V. Diese Spannung bestimmt die Bildbreite, die deshalb stabilisiert sein muß. Als Stabilisator hat sich seit einiger Zeit der Schaltnetzteil bewährt. Nach der Gleichrichterschaltung folgt der selbstschwingende Sperrwandler mit Sperreinrichtung und Regelstufe. Als Wandlertransformator verwendet man einen Ferritkerntransformator mit einem EE 42/20-Kern. Gesteuert wird dieser Transformator vom Schalttransistor BU 326 A. Der BU 326 A ist ein spannungsfester Leistungstransistor mit folgenden Daten: $U_{CBO} = 900 \text{ V}$, $I_C = 6 \text{ A}$, $P = 60 \text{ W}$. Den Sperrwandlertransformator gibt es als Niedervolt- und als Hochvoltausführung. Die Niedervoltausführung stellt die Spannungen 35 V, 30 V stabilisiert, 15,5 V und 6,3 V bereit. Beim Hochvolt-Netzteil stehen die Spannungen 200 V, 155 V, 6,3 V, 18 V, 16,5 V, 9 V und -14,5 V zur Verfügung.

Literatur

- [1] Limann, O.: Farbfernsehtechnik ohne Ballast, Funkschau (1967) Seite 147
- [2] Mayer, N.: Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis, Berlin 1967
- [3] : Einführung in die Farbfernsehtechnik, Funktechnik (1966) Seite 274 - F 1
- [4] : Farbfernsehempfangstechnik, radio fernsehen elektronik 18 (1969) Seite 545 bis 20 (1971) Seite 663
- [5] Knobloch, W./Gublass, E.: Service an Farbfernsehempfängern PAL und SECAM, München 1978
- [6] Ackermann, O.: Fernsehen in Farben, 4. Auflage, Leipzig 1980
- [7] : Serviceanleitungen des VEB Fernsehgerätekombi Staßfurt 1976-1980
- [8] : Schaltnetzteil SNI 1, VEB Fernsehgerätekombi Staßfurt, 1980, Serviceblatt 12.2a
- [9] : Nachrichtenelektronik, Berlin 1976
- [10] Köhler, A.: Die Inline-Familie, Funktechnik 32 (1977) Seite 12





Schaltnetzteil moderner Color-Fernsehgeräte aus der
DDR-Produktion (Blatt 1)

1. Einleitung

Schaltnetzteile werden in den Farbfernsehgeräten *Chromat* 2368/2369 sowie in den *Colortron*-, *Colorett*- und *Colorlux*-Typen des VEB *Fernsehgerätekwerk* Staßfurt eingesetzt. Die *Chromat*-Typen enthalten ein Niedervoltnetzteil, die *Colortron*- und *Colorett*-Typen dagegen ein Hochvoltnetzteil. Die unterschiedliche Ausführung der Schaltnetzteile ist wegen der unterschiedlichen Bildröhrentypen erforderlich. Während bei den *Chromat*-Typen noch die technisch veraltete Lochmaskenröhre zum Einsatz kam, wird bei den *Color*-Typen eine moderne 110°-In-line-Bildröhre eingesetzt. Beide Schaltnetzteile unterscheiden sich lediglich in der Ausführung des Netzteiltransformators hinsichtlich der Anzahl der Sekundärwicklungen und der Sekundärspannungen. Da der sekundäre Teil des Schaltnetzteils ohnehin für die Funktionsweise dieser Baugruppe von geringerer Bedeutung ist, wird im Rahmen der Funktionsbeschreibung auf die Hochvoltkonzeption nicht gesondert eingegangen. Schaltnetzteile lassen sich grundsätzlich in allen elektronischen Geräten an Stelle herkömmlicher Netzteile einsetzen. Ob gegenüber einem herkömmlichen Netzteil ein Schaltnetzteil bevorzugt wird, ist in erster Linie vom technischen und ökonomischen Aufwand abhängig. Die Vorteile eines Schaltnetzteils gegenüber dem herkömmlichen Netzteil sind folgende:

Für den Anwender

- Schaltnetzteile haben eine geringere Masse und benötigen weniger Volumen. Die Geräte können somit kleiner und leichter ausgeführt werden.
- Schaltnetzteile haben einen größeren Wirkungsgrad, so daß die Stromaufnahme des Gesamtgeräts sinkt.

Für den Gerätehersteller

- Für den Netztransformator wird kein Kernblech benötigt.
- Die Einsparungen an Kupferlackdraht sind erheblich.
- Der Einsatz von Siebmitteln kann wegen der hohen Arbeitsfrequenz stark verringert werden.

- Der sekundäre Aufwand zur Spannungsstabilisierung ist weit geringer bzw. kann mitunter ganz entfallen.
- Die Anordnung eines Schaltnetzteils in einem Gerät ist wegen seines geringen Volumens und seiner geringen Masse weniger problematisch als beim herkömmlichen Netzteil.

Diesen Vorteilen stehen aber auch einige Nachteile gegenüber:

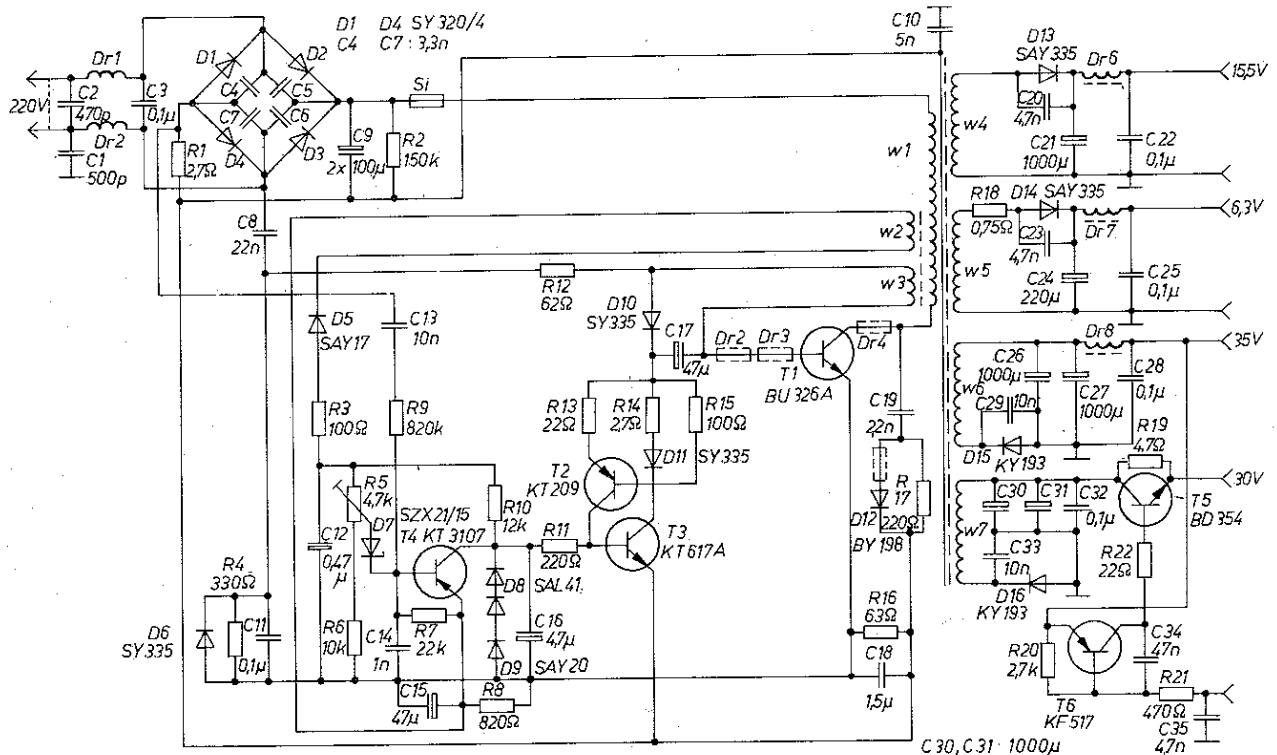
- Wegen der größeren Anzahl von Bauelementen ist die wahrscheinliche Ausfallquote von Schaltnetzteilen größer als die herkömmlicher Netzteile.
- Schaltnetzteile sind in der Herstellung vom Arbeitsaufwand und Materialeinsatz her teurer.
- Schaltnetzteile erfordern Maßnahmen gegen Funkstörungen.

Grundsätzlich können Schaltnetzteile nach unterschiedlichen Grundkonzeptionen aufgebaut werden: als Sperrwandler, als Durchflußwandler und als Gegentaktwandler. Die Schaltnetzteile des VEB *Fernsehgerätekwerk* Staßfurt sind Sperrwandler.

2. Funktionsprinzip des Sperrwandlers

Bild 1 zeigt den Gesamtstromlaufplan des Niedervolt-Schaltnetzteils. Bild 2 gibt den Prinzipstromlaufplan des selbstschwingenden Sperrwandlers wieder. Die Bauelemente wurden analog zu denen in Bild 1 bezeichnet. Bild 3 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe. Zum Zeitpunkt t_0 wird durch eine positive Basis-Emitter-Spannung der Schalttransistor T1 geöffnet. Der Kollektorstrom von T1 durchfließt, linear ansteigend, die Wicklung w1 des Wandlertransformators. Während dieses durchgeschalteten Zustands von T1 steht an allen Wicklungen des Transformators eine konstante Spannung. Gleichzeitig wird auch der positive Basisstrom über R12, D6 und w3 aufrecht-

Bild 1 Niederspannungs-Schaltnetzteil



erhalten. Der sägezahnförmig ansteigende Kollektorstrom von T1 bewirkt an R16 einen diesem Strom proportionalen Spannungsanstieg, der schließlich zum Durchschalten der komplexitär aufgebauten Kippstufe mit T2 und T3 führt. Diese Kippstufe arbeitet als Sperreinrichtung, sobald die Spannung über R16 einen Wert erreicht hat, der die Basis-Emitter-Schwelspannung von T3 überschreitet. Gleichzeitig erzeugt der Regelverstärker mit T4 (Bild 1) an C16 eine Spannung, die den Triggerpegel der Sperreinrichtung mit T2 und T3 steuert. Auf diese Weise wird das Durchschalten bei unterschiedlich großen Spannungen an R16 garantiert und somit die Leitphase von T1 beeinflusst. Mit dem Durchschalten von T2 und T3 beginnt in T1 ein negativer Basisstrom zu fließen, den die Ladung des Kondensators C17 bereitstellt. Solange der negative Basisstrom fließt, fließt auch der Kollektorstrom weiter. Erreicht im weiteren Zeitverlauf der Basisstrom den Wert 0, so wird auch der Kollektorstrom zu 0, und der Transistor T1 geht in die Sperrphase über. Nunmehr liefert auch die Wicklung w3 eine negative Spannung zur Sperrung von T1. Die an die Sekundärwicklung angeschlossenen Gleichrichter werden leitend und geben die im Transformator gespeicherte Energie an das nachgeschaltete Gerät. Dieser Laststrom fällt gemäß Bild 3 linear ab. Sobald der Strom den Wert 0 erreicht hat, fällt die gesamte anliegende Spannung an den Wicklungen des Transformators ab und polt sich schließlich um, so daß an w3 eine positive Spannung entsteht, was erneut die Leitphase von T1 einleitet.

3. Schaltnetzteil

Nachfolgend sollen das Verhalten des Schaltnetzteils sowie seine wichtigsten Funktionsgruppen und Bauelemente beschrieben werden

3.1. Stabilitätsverhalten

Die Arbeitsweise des Schaltnetzteils gewährleistet eine große Stabilität sowohl gegenüber Speisespannungsänderungen als auch gegenüber Lastschwankungen. Es sei zunächst angenommen, daß die Belastung des Schaltnetzteils konstant gehalten wird, daß jedoch die Netzspannung schwankt. Mit unterschiedlicher Netzspannung ändert sich die Steilheit des Stromsägezahns während der Leitphase von T1. Da aber die sekundäre Belastung konstant gehalten wird, muß sich die Amplitude des Stromsägezahns verändern. Diese Veränderung wird über eine Regelstufe bewirkt. Erhöht sich z. B. die Netzspannung, so steigt auch die Spannung über C9 an, was wiederum zu einem steileren Stromanstieg in der Wicklung w1 führt und eine Verkürzung der Leitphase von T1 zur Folge hat. Somit steht der Transformator sekundärseitig nach einer kürzeren Zeit wieder zur Energieentnahme zur Verfügung. Diese Zeitverkürzung bewirkt aber auch, daß primärseitig der Strom nur noch bis zu einem kleineren Wert ansteigen muß. Mit zunehmender Netzspannung sinkt somit die Stromaufnahme des Schaltnetzteils. Mit der Netzspannung ändern sich aber Frequenz und Tastverhältnis. Laständerungen, hervorgerufen durch unterschiedliche Stromaufnahme des Fernsehgeräts (Veränderung der Lautstärke, der Helligkeit usw.), führen zur Veränderung des Stromabfalls auf der Sekundärseite des Transformators. Der von der Netzteil-

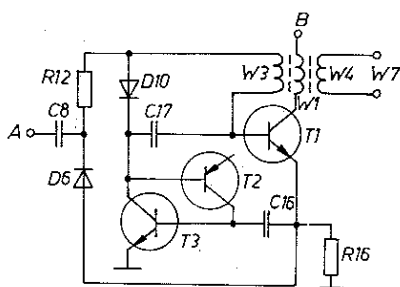


Bild 2
Selbstschwingender
Sperrwandler -
Prinzip

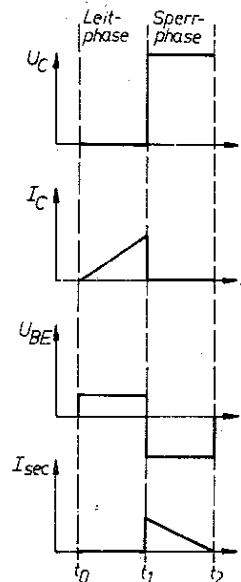


Bild 3
Strom- und Spannungsverläufe beim Sperrwandler

belastung bedingte unterschiedlich schnelle Abfall des Stromsägezahns gehorcht der Beziehung

$$\tau = \frac{L_{\text{Trafo}}}{R_{\text{Last}}}$$

Über die Regelstufe wird deshalb die Leitzeit von T1 gesteuert, so daß man eine Stabilisierung der Ausgangsspannung durch Änderung der Schaltfrequenz bei konstantem Tastverhältnis erreicht. Die Schaltfrequenz beträgt z. B. bei einer Netzspannung von 185 V 17 kHz und steigt bei 240 V auf etwa 36 kHz an.

3.2. Sperreinrichtung

Eine weitere wichtige Funktionseinheit des Schaltnetzteils ist seine Sperreinrichtung mit den Transistoren T2 und T3. Verantwortlich für das Durchschalten dieser Kippstufe ist der Spannungsanstieg über R16. Wird die Sperreinrichtung nicht einwandfrei durchgeschaltet, so kann der unerwünscht weiter ansteigende Kollektorstrom von T1 diesen Transistor überlasten. Der Spannungsanstieg über R16 öffnet über C16 bei Erreichen eines festgelegten Pegels den Transistor T3. Da D11 im Nullpunkt der Strom-Spannungs-Kennlinie hochohmig ist, bildet R15 den für ein schnelles Durchschalten erforderlichen niederohmigen Kollektorwiderstand für T3. Die sinkende Kollektorspannung von T3 führt zum Öffnen von T2, was wiederum das »Leitendwerden« von T3 beschleunigt, bis schließlich beide Transistoren durchgesteuert sind. Erreicht nun der Spannungsabfall über R15 die Schwellspannung der Diode D11, so wird diese geöffnet, und ein negativer Basisstrom von T1 kann nach Masse fließen.

3.3. Regelstufe

Wie bereits angedeutet, hat die Regelstufe die Aufgabe, Spannungs- und Belastungsschwankungen des Schaltnetzteils auszugleichen. Die Regelstufe mit T4 liegt zur Betriebsspannungsvorsorgung an der Wicklung w2 des Transformators. Spannungsgleichrichtung und Siebung werden von D5 und C12 bewirkt. Steigt die sekundärseitige Belastung des Schaltnetzteils an, so sinkt auch seine Ausgangsspannung, was wiederum ein Absinken der Spannung von w2 nach sich zieht. Die über C12 abfallende Spannung wird positiver, so daß sich auch die Basisspannung von T4 entsprechend verschiebt. Wird die Basisspannung von T4 z. B. positiver, so verschiebt sich die Kollektorspannung von T4 nach einem negativeren Wert, und die Sperreinrichtung schaltet zu einem späteren Zeitpunkt ab. Somit entsteht durch den nunmehr größeren Transformatorstrom eine höhere Ausgangsspannung. Die Dioden D8 und D9 begrenzen die Regel-



Schaltnetzteil moderner Color-Fernsehgeräte aus der DDR-Produktion (Blatt 2)

spannung, so daß der maximale Kollektorstrom von T1 3 A betragen kann. Der Regelstufe fällt aber noch eine weitere Aufgabe zu, nämlich die der Brummkompensation der Gesamtschaltung. Zu diesem Zweck wird über C13 und R9 eine über R1 abfallende 100-Hz-Spannung auf die Basis von T4 gegeben. T4 bewirkt eine Phasendrehung und C16 eine Impulsformung durch Integration. Die positiven 100-Hz-Impulse an der Basis von T4 führen zu einer Impulslängenmodulation, wodurch das Netzbrummen teilweise ausgeregelt wird.

Das gesamte Schaltnetzteil ist vor Überlastungen geschützt, da die Ausgangsspannungen zusammenbrechen, sobald der vorgegebene Laststrom überschritten wird. Geht die Überlastung zu einem direkten Kurzschluß an eine der Sekundärwicklungen über, so sinkt die in w_3 induzierte Rückkopplungsspannung so weit ab, daß der Sperrwandler nicht mehr selbständig anschwingen kann. T1 wird jedoch noch im 50-Hz-Rhythmus über C8 angesteuert. Dadurch entstehen Schwingungspakete, die jedoch nur eine sehr geringe Leistungsübertragung im Transformator gestatten.

3.4. Ein- und Ausschaltverhalten

Die Ladung von C19 erzeugt beim Öffnen von T1 eine Stromspitze, die der Widerstand R17 begrenzt. Dieser zusätzliche, verzögert auftretende Strom verzögert auch den schnellen Abfall der Kollektorspannung von T1, so daß ein Knick im I_c -Abfall wirksam wird. Bei geöffnetem T1 durchfließt der Ladestrom von C19 den Widerstand R17, so daß über diesen Widerstand ein Spannungsabfall zustande kommt, der so gerichtet ist, daß D12 in Sperrrichtung betrieben wird (negativer Strom). Würde man für D12 nun eine übliche Diode einsetzen, so käme es zu einem abrupten Rückgang des negativen Diodenstroms, was wiederum gedämpfte Störschwingungen ergäbe. Durch Verwendung einer sogenannten Soft-recovery-Diode werden jedoch die Störschwingungen unterdrückt. Diese Diode ist so ausgelegt, daß beim Übergang vom Durchlaß- zum Sperrzustand der Rückgang des negativen Stromes »fließend« erfolgt.

Beim Abschaltvorgang muß vor allem darauf geachtet werden, daß die Abschaltverluste klein bleiben. Aus diesem Grunde wird der Kollektor von T1 mit dem sogenannten SOAR-Glied aus C19, R17 und D12 belastet. Diese Bauelemente bewirken, daß beim Sperren von T1 der Spannungsanstieg bei gleichzeitig schnellem Kollektorstromabfall verzögert wird. (SOAR heißt save operating area, also sicherer Arbeitsbereich.)

Der schnelle Rückgang des Kollektorstroms beim Abschalten T1 wird durch den negativen Basisstrom erreicht. Dieser muß so lange in T1 eingespeist werden, bis T1 »ausgeräumt« ist. Das erreicht man dadurch, daß auch nach dem Sperren der Basis-Emitter-Diode durch eine negative Basisspannung der negative Basisstrom in T1 eingespeist wird. Dieser Vorgang wird durch die Drosseln Dr2 und Dr3 dadurch unterstützt, daß sie den negativen Basisstrom zeitlich verzögern und somit die Speicherzeit vergrößern. Das trägt zu einem verlustarmen Abschalten bei.

Der gesamte Ein- und Abschaltvorgang ist noch weit komplizierter, als er im Rahmen dieser kurzen Abhandlung dargestellt werden konnte.

3.5. Bauelemente

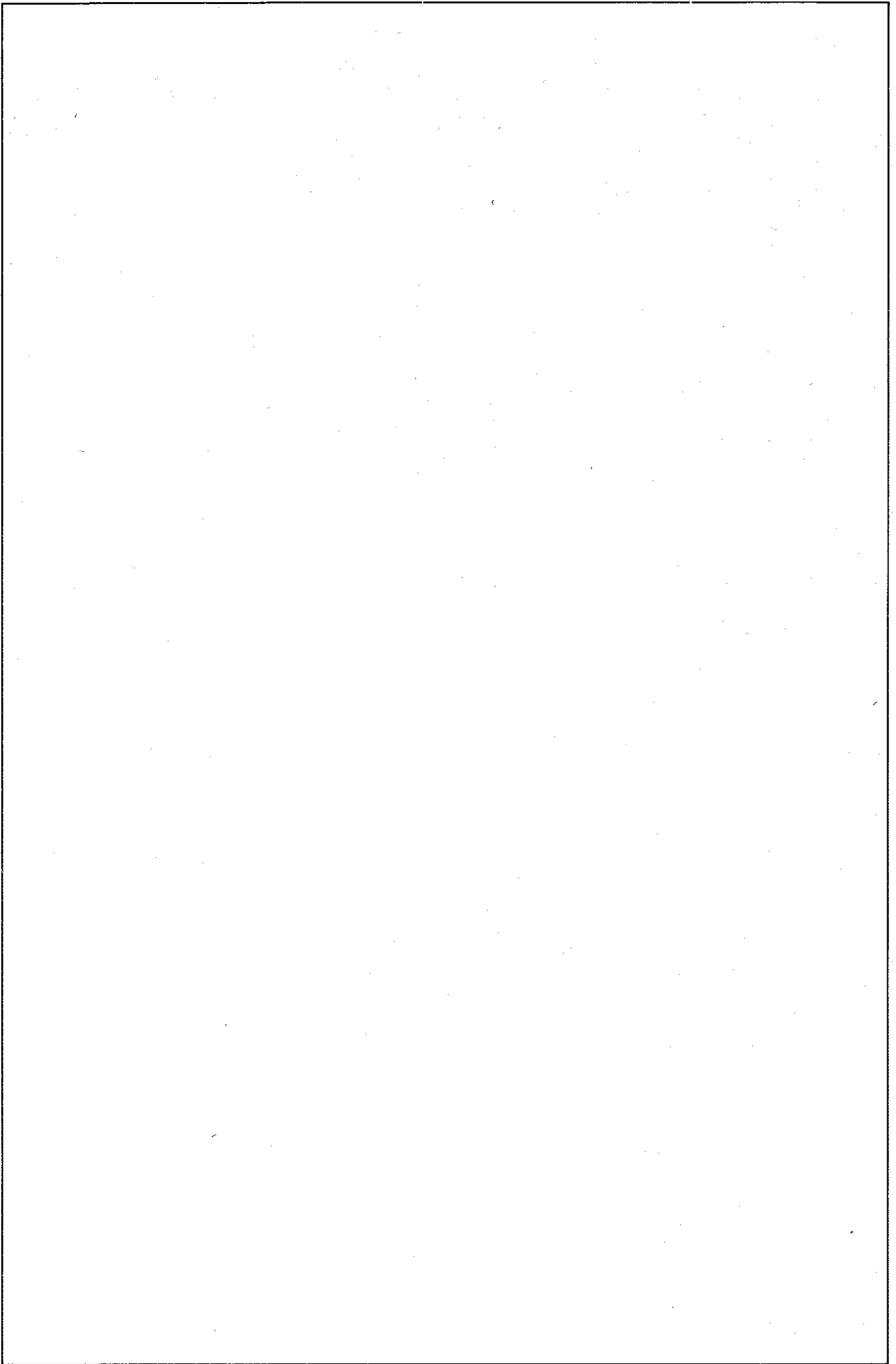
Mit Ausnahme der bereits besprochenen Soft-recovery-Diode enthält die Schaltung des Schaltnetzteils nur noch 2 spezielle Bauelemente, den Wandlertransformator und den Schalttransistor. Beim Wandlertransformator handelt es sich um einen Ferritkerntransformator der Baugröße EE 42/20. Die Übertragungsverluste bleiben bei diesem Typ oberhalb von 16 kHz sehr gering. Die Netztrennung des Geräts wird mit diesem Transformator

realisiert. Eine dünne Kupferfolie im Transformator bewirkt eine Abschirmung zwischen Netz- und Geräteseite. Die geforderten geringen Streuverluste werden durch Verschachtelung der Primärwicklungen erreicht.

Als Schalttransistor wird z. Z. der Typ BU 326 eingesetzt. Bei diesem Transistor handelt es sich um einen spannungsfesten 60-W-Typ ($U_{CBO} = 900 \text{ V}$, $I_c = 6 \text{ A}$).

Literatur

- [1] : Serviceanleitung zum Schaltnetzteil S NT 1, VEB Fernsehgerätekombi Staßfurt
- [2] : Serviceanleitung Farbchassis 2368/69, VEB Fernsehgerätekombi Staßfurt





1. Einleitung

Nach der Einführung integrierter Schaltkreise in die Rundfunktechnik wurde der Aufbau von Rundfunkempfängern trotz umfangreicher werdender Schaltungstechnik immer übersichtlicher. International und auch in der DDR ging man dazu über, die einzelnen Funktionsgruppen mit ihren die Funktion bestimmenden IS auf einzelne steckbare Leiterplatten, sogenannte Module, zu konzentrieren. Die Module befinden sich auf Trägerplatten, die die notwendigen Verbindungen herstellen. Im folgenden sollen einige moderne Baugruppen eines industriellen HiFi-Stereorundfunkempfängers vorgestellt werden; es wurde der *Carat S* bzw. der *HiFi 100* aus dem VEB *Stern-Radio Sonneberg* gewählt.

2. FM-Tuner

Der in Bild 1 dargestellte UKW-Tuner zeichnet sich durch hohe Empfindlichkeit bei großer Kreuzmodulationsfestigkeit und Rauschmutter aus. Es wird 4fach mit 8 C-Dioden in Gegentaktanschaltung abgestimmt. 2 Dual-Gate-MOSFET *BF 900* sind für diesen Tuner kennzeichnend. Am Gate 1 des Vorstufen-MOSFET T101 liegt die HF-Eingangsspannung. Gate 2 erhält eine Regelspannung, die aus der ZF-Spannung durch Gleichrichten gewonnen wird. Nach T101, der die HF-Spannung verstärkt, folgen ein Bandfilter und der Mischtransistor T102, ebenfalls ein MOSFET. Das Oszillatorsignal wird über Gate 2 des T102 eingekoppelt; über F101 und F102 gelangt die ZF an den Ausgang des Tuners.

3. FM-ZF-Verstärker

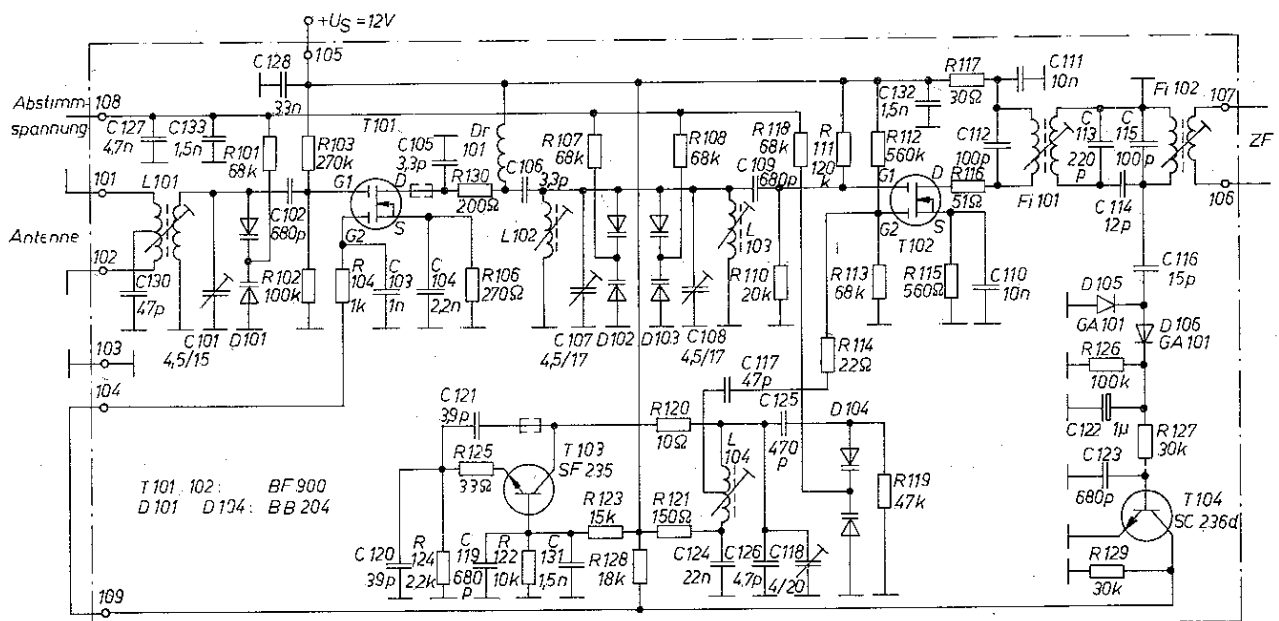
Dem Tuner folgt die ZF-Stufe, die 2 keramische Piezofilter *SPF 10700 A 190* enthält (Bild 2). Die Zwischenfrequenz hat den Wert von 10,7 MHz. Durch die keramischen Filter erreicht man eine sehr gute Selektion. Das ZF-Signal wird von T150 verstärkt und gelangt dann auf das Keramikfilter. T151 arbeitet ebenfalls als Verstärker, und das Signal wird induktiv an den integrierten FM-ZF-Verstärker *A 220 D* gekoppelt. Diese IS enthält auch den Koizidenzmodulator zur Demodulation des ZF-Signals.

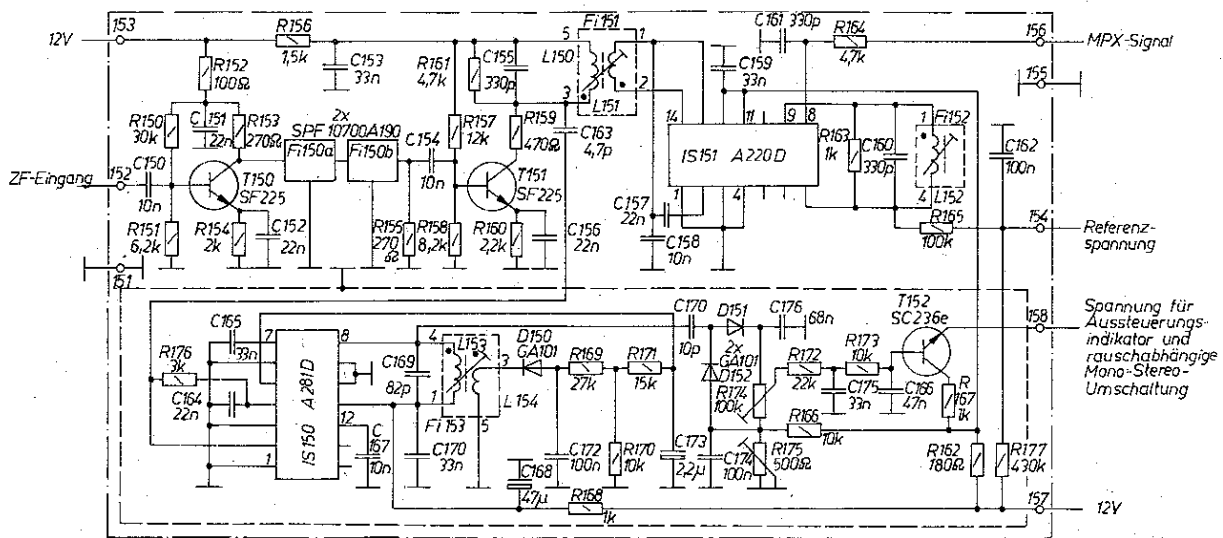
Das MPX-Signal am Anschluß 156 ist von einer der Verstärkung proportionalen Gleichspannung überlagert, die zusammen mit der Referenzspannung am Anschluß 154 für die AFC verwendet wird. Das ZF-Signal gelangt kapazitiv an den *A 281 D*, der in dieser Schaltung als geregelter ZF-Verstärker arbeitet. Das von D151 und D152 gleichgerichtete ZF-Signal wird anschließend gesiebt. Am Emitter von T152 liegt eine der Eingangs-ZF-Spannung proportionale Gleichspannung, mit der ein Abstimmindikator angesteuert werden kann. Außerdem wird diese Spannung zur rauschabstandsabhängigen Mono-Stereo-Umschaltung genutzt.

4. Stereodekoder

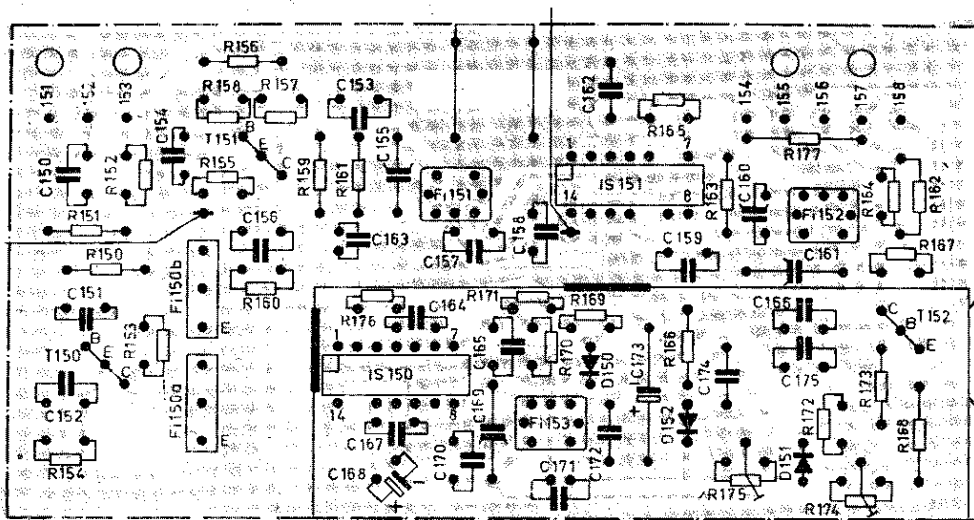
Der in Bild 3 dargestellte Stereodekoder arbeitet nach dem PLL-Verfahren (PLL – phase locked loop). In dem funktionsbestimmenden Bauelement *A 290 D* ist ein kompletter Stereodekoder integriert. Einige wenige externe Bauelemente sind für die Funktion erforderlich. Das MPX-Signal wird über einen 10- μ F-Elektrolytkondensator an Anschluß 2 des *A 290 D* gelegt. Der interne spannungsgesteuerte Oszillator (VCO) hat eine Frequenz von 76 kHz, die die Bauelemente R300, R301 und C303 am Anschluß 14 bestimmen. Er wird über einen Phasenregelkreis mit dem Pilotton des Multiplexsignals phasenstarr nachgeregelt. Bei richtigem Oszillatorabgleich (R301) liegt am Anschluß 310 eine Rechteckimpulsfolge mit der Folgefrequenz von 19 kHz. An den Anschlüssen 305 und 307 liegen die demodulierten NF-Signale für den linken und für den rechten Kanal. An den Lampentreiber-Ausgang kann eine Stereoanzeige angeschlossen werden. An den Anschlüssen 8 und 9 des IS wird die Mono-Stereo-Umschaltung vorgenommen. Liegt Anschluß 8 auf Massepotential (Schalter), so bedeutet das Monobetrieb. Das ist auch der Fall, wenn am Anschluß 9 eine um etwa 2 V höhere Spannung als am Anschluß 8 liegt. Diese Eigenschaft wird für die feldstärkeabhängige Mono-Stereo-Umschaltung genutzt.

Bild 1 FM-Tuner, Stromlaufplan

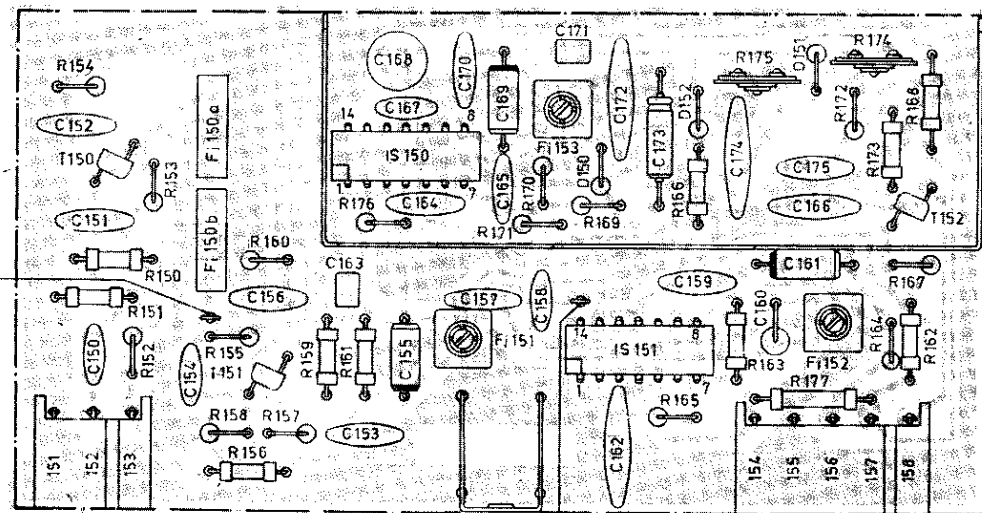




a)



b)



c)

Bild 2 FM-ZF-Verstärker: a – Stromlaufplan; b – Leiterseite; c – Bestückungsplan

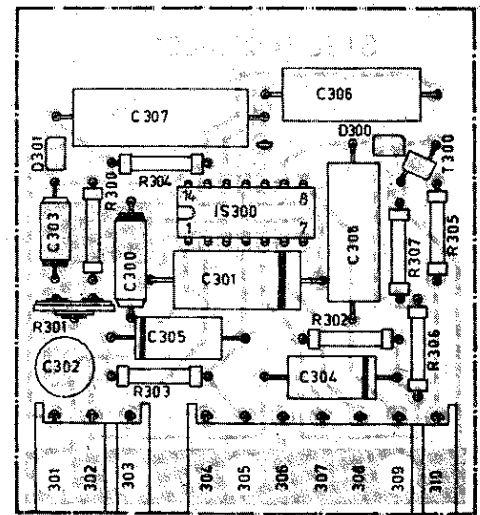
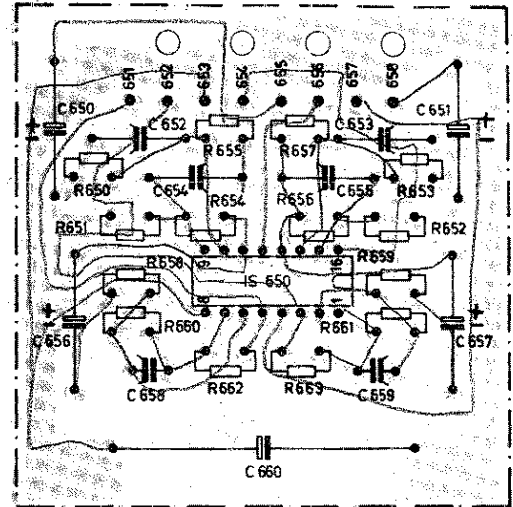
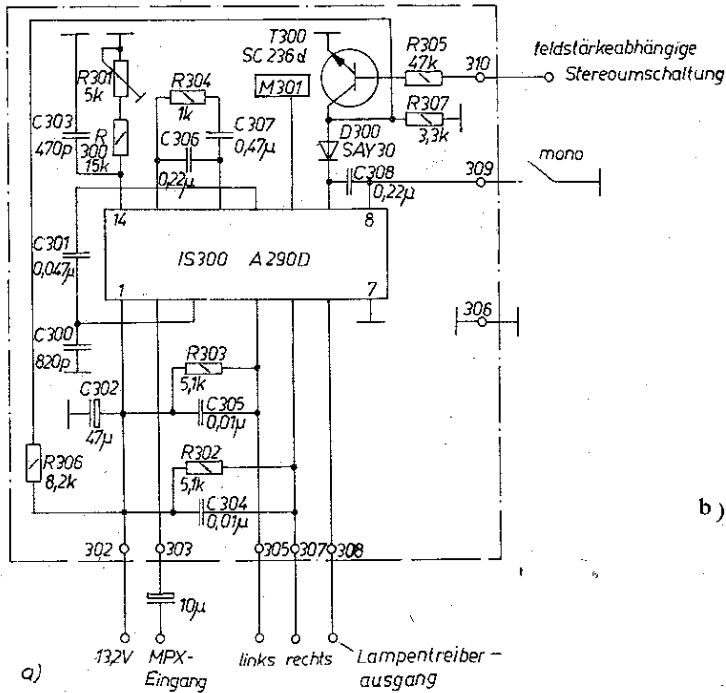


Bild 3 Stereodekoder: a – Stromlaufplan; b – Leiterseite; c – Bestückungsplan

5. AM-HF-ZF-Stufe

Durch die Verwendung des *A 244 D* vereinfachten sich die aufwendigen HF- und ZF-Stufen für amplitudenmodulierte Signale so weit, daß beide Baugruppen auf eine Leiterplatte passen, also einen Modul bilden (Bild 4). In der Darstellung sind allerdings die HF-Eingangskreise und die Oszillatorkreise für die einzelnen Wellenbereiche nicht enthalten. HF-Kreis und Oszillatorkreis werden unmittelbar an den *A 244 D* angeschlossen. Für AM wird sowohl im *Carat S* als auch im *HiFi 100* mit einem Zweifachdreh-

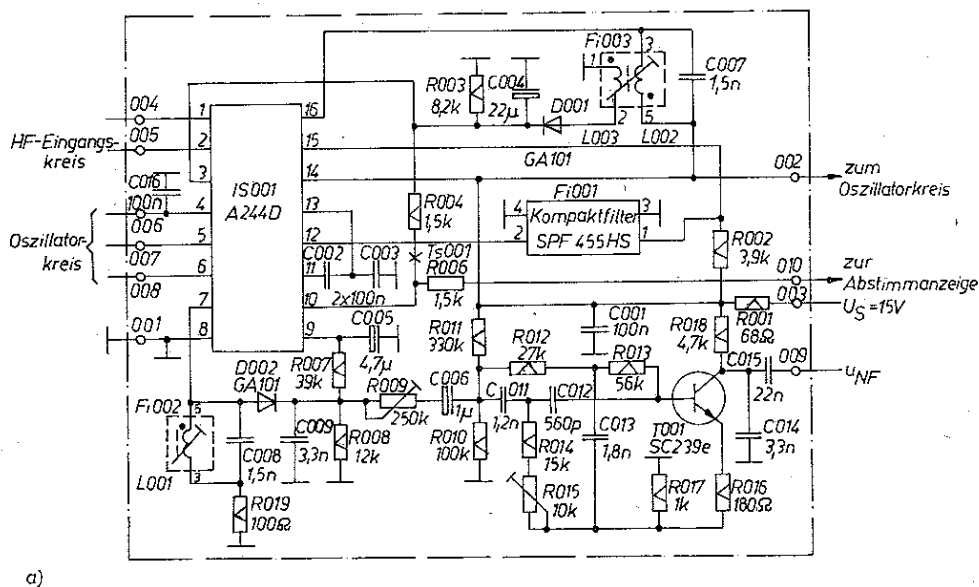


Bild 4
AM-HF-ZF-Stufe:
a – Stromlaufplan;

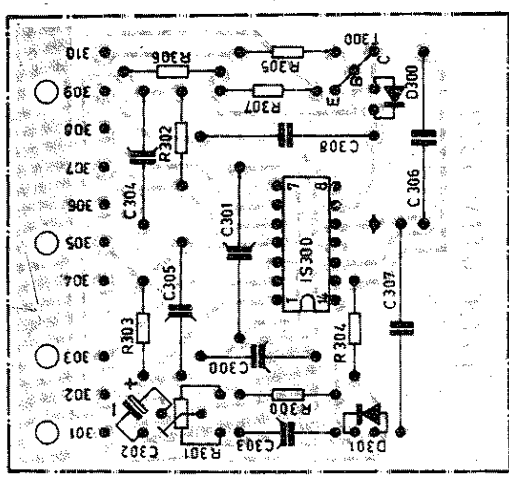


Bild 5 b

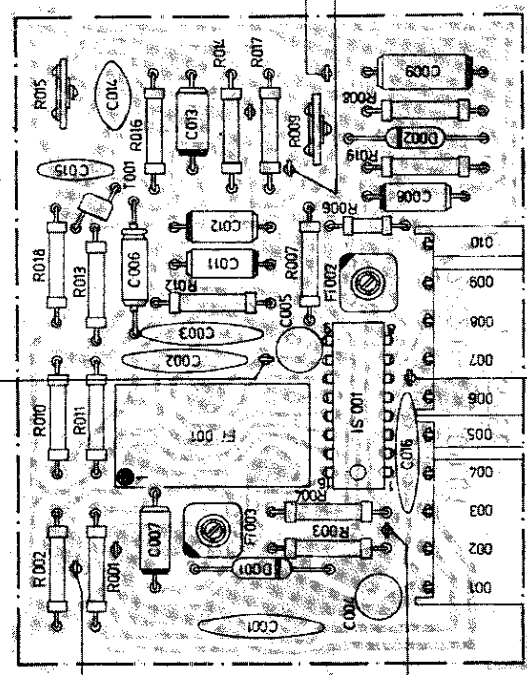


Bild 4 c - Bestückungsplan

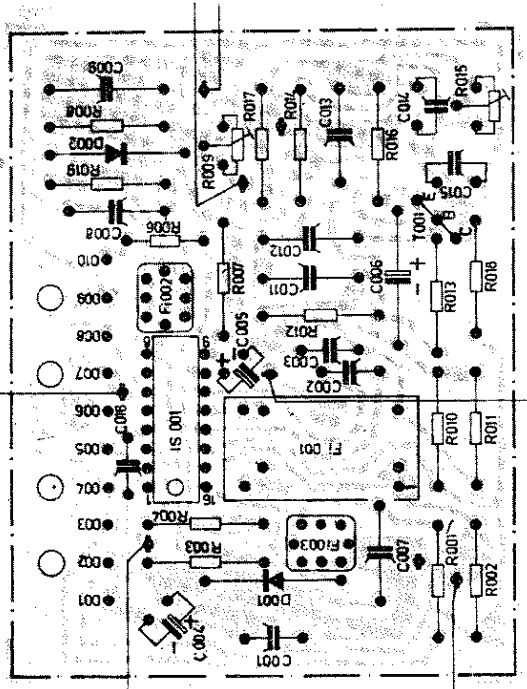


Bild 4 b - Leiterseite;

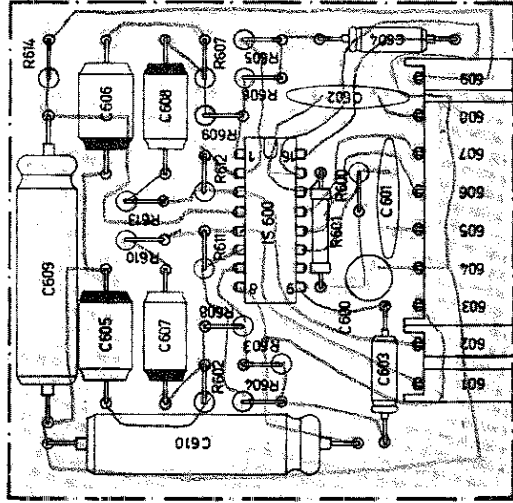


Bild 5 c

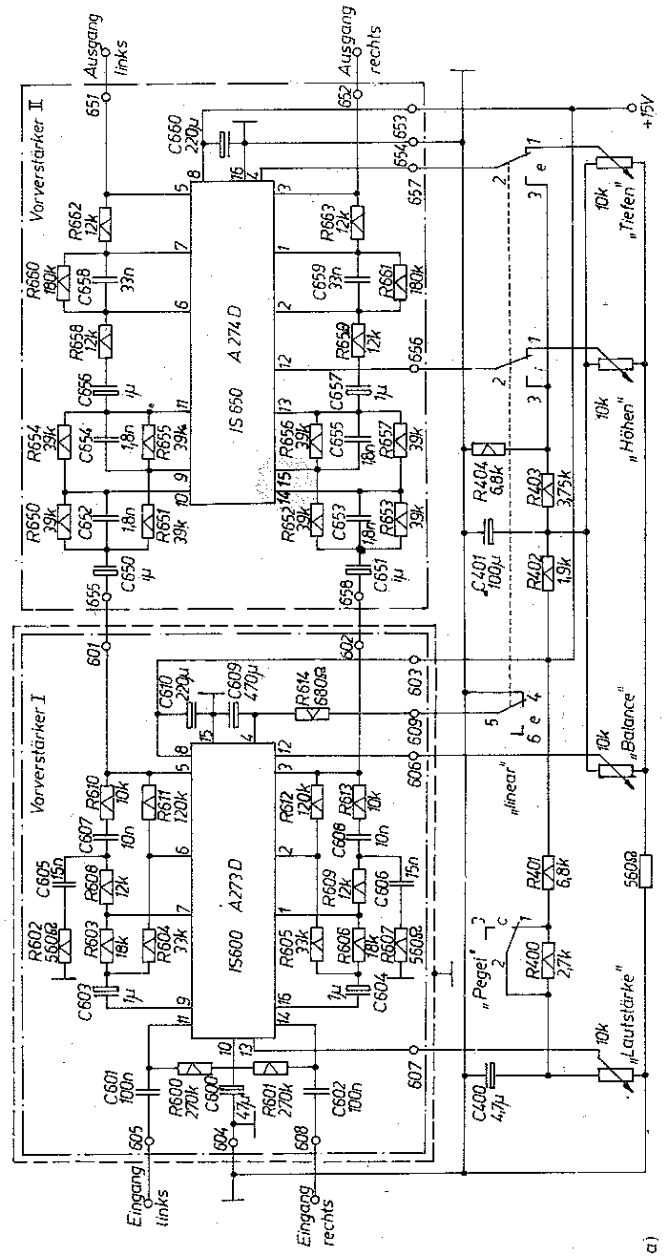


Bild 5 NF-Vorverstärker: a - Stromlaufplan; b - Leiterseite zu Vorverstärker I; c - Leiterseite zu Vorverstärker II; d - Bestückungsplan zu Vorverstärker I; e - Bestückungsplan zu Vorverstärker II

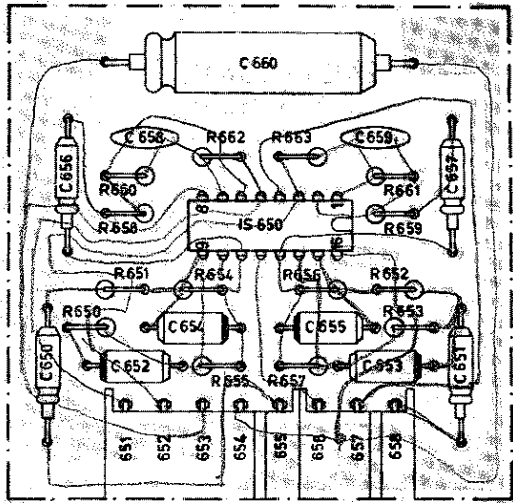


Bild 5d

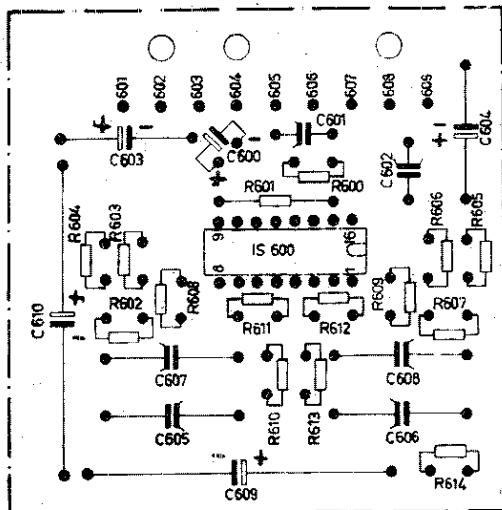
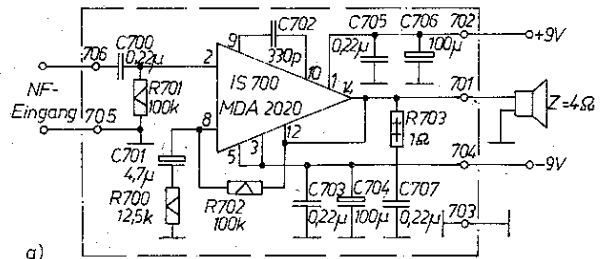
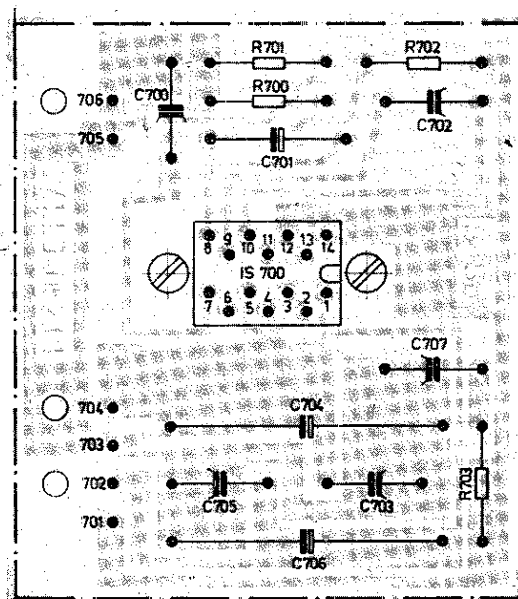


Bild 5 e

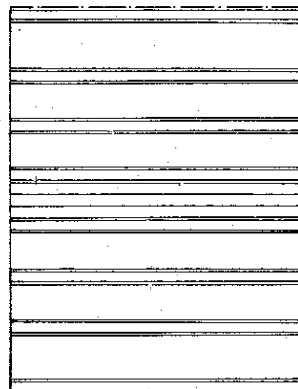
kapazität abgestimmt, der ebenfalls außerhalb des Moduls angeordnet ist. Der A 244 D arbeitet als Mischstufe, als Oszillator und als ZF-Verstärker. Anschluß 3 erhält die Regelspannung für die HF-Vorstufe. Dazu wird die ZF an Anschluß 16 induktiv ausgekoppelt und mit D001 gleichgerichtet. Anschluß 15 ist der Mischerauszgang, Anschluß 12 der ZF-Eingang. Zwischen beiden liegt ein Piezofilter SPF 455 H 5, das die Selektion übernimmt. D002 ist die Demodulatordiode. Das demodulierte Signal wird auch zur Regelung der ZF-Verstärkung benutzt. Es gelangt dazu an Anschluß 9 des A 244 D. Ein aktives 5-kHz-Filter mit T001 (Verstärkung etwa 10 dB) unterdrückt Störungen, die sich bei KW-Empfang bemerkbar machen könnten. Mit R015 = 10 kΩ wird dieses Filter abgeglichen. Bei $U_{HF \max} = 500 \text{ mV}$ soll die NF-Spannung am Anschluß 009 $U_{NF} = 500 \text{ mV}$ betragen. Sie wird mit R009 = 250 kΩ eingestellt.



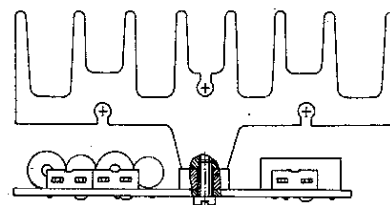
a)



b)



c)



d)

Bild 6 Endstufe (ein Kanal): a - Stromlaufplan; b - Leiterseite; c - Bestückungsplan; d - Bestückungsseite (Seitenansicht)

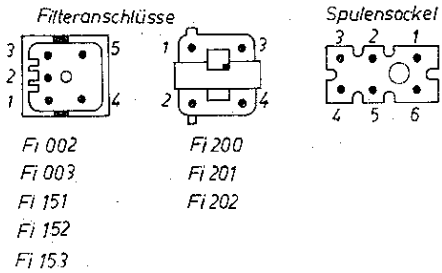


Bild 7 Filteranschlüsse und Spulensockel

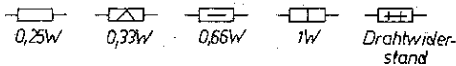


Bild 8 Widerstandsbelastbarkeit

6. Vorverstärker

Beim *Carat S* besteht der Vorverstärker aus 2 Modulen. Am Vorverstärker I mit dem *A 273 D* werden Lautstärke und Balance eingestellt. Der Vorverstärker II für Höhen- und Tiefeneinstellung ist mit dem *A 274 D* bestückt. Bild 5 zeigt die Schaltung des gesamten Vorverstärkerteils. Lautstärke, Balance, Höhen und Tiefen werden durch auf beide Kanäle wirkende Gleichspannungen eingestellt. Die externe Beschaltung des *A 273 D* ermöglicht die gehörrichtige Korrektur der Lautstärke. Legt man den Anschluß 609 auf Massepotential (Schalter »linear«), so sind die Netzwerke für die gehörrichtige Lautstärkekorrektur (*R602, R603, R604, R608, R610, R611, C605, C607* und *R605, R606, R607, R609, R612, R613, C606, C608*) für beide Kanäle unwirksam. Die Verstärkung wird über eine Steuergleichspannung (0 bis 9 V) am Anschluß 607 zwischen -70 und +20 dB geregelt.

Die externe Beschaltung des *A 274 D* ermöglicht Höhen- und Tiefenabsenkungen sowie -anhebungen von mindestens 15 dB bei 15 kHz und 40 Hz für beide Kanäle. Daran sind die folgenden Netzwerke beteiligt:

- Höhen – *R650, R651, R654, R655, C652, C654* bzw.
R652, R653, R656, R657, C653, C655;
 Tiefen – *R658, R660, R662, R658* bzw.
R659, R661, R663, R659.

7. Endstufe

Für jeden Kanal ist eine eigene Endstufe nötig. Bild 6 zeigt die Schaltung mit dem *MDA 2020* von TESLA Rožnov, ČSSR. Dieser integrierte Schaltkreis stellt einen 25-W-Endverstärker mit thermischer, Leistungs- und Stromüberlastungs-Schutzschaltung dar. Die entstehende Wärme muß über einen Kühlkörper (s. Bild 6 d) abgeführt werden.

Das vom Vorverstärker kommende NF-Signal wird kapazitiv (*C700*) an den Eingang des IS gekoppelt und in diesem verstärkt. Möglicherweise auftretende Schwingneigungen werden mit dem *Boucherot*-Glied *R703* und *C707* unterdrückt. Der Gegenkopplungsgrad (Spannungsverstärkung) wird durch eine lineare Gegenkopplung mit *R702, R700* und *C701* eingestellt. Mit *C702* wird die Frequenz in Abhängigkeit von der Spannungsverstärkung begrenzt.

Literatur

- [1] ...: *Carat S 2412.00*, Serviceanleitung des VEB Stern-Radio Sonneberg
- [2] ...: *HiFi 100 SR 2406*, Serviceanleitung des VEB Stern-Radio Sonneberg
- [3] *Sonnefeld, R./Brehm, K.*: HiFi-Steuergerät *Carat S*, radio fernsehen elektronik 27 (1978) Heft 12, Seite 770 bis 772, 789 bis 796
- [4] ...: Service- und Amateurinformationen (65): HiFi-Stereoempfänger *Carat S*, radio fernsehen elektronik 27 (1978) Heft 12, Seite 777 und 778, 783 und 784
- [5] ...: Integrierte Schaltkreise 1980, Katalog von TESLA Rožnov, ČSSR
- [6] ...: Analoge integrierte Schaltkreise 1980, Konsumgüterelektronik, Katalog des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)